

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DE UM INVERSOR COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA
E TENSÃO DE SAÍDA SENOIDAL PARA CARGAS NÃO-LINEARES

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SANDRO BARRERO VIRGUETTI

FLORIANÓPOLIS, JUNHO DE 1992

ESTUDO DE UM INVERSOR COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA
E TENSÃO DE SAÍDA SENOIDAL PARA CARGAS NÃO-LINEARES

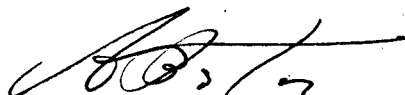
SANDRO BARRERO VIRGUETTI

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO
DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, ÁREA DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA
E ACIONAMENTO ELÉTRICO, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA
EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

ORIENTADOR



Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

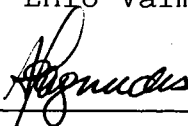
BANCA EXAMINADORA:



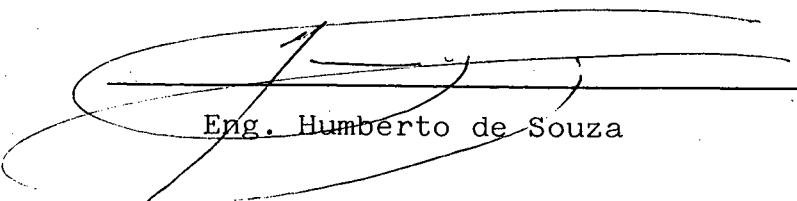
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Eng. Humberto de Souza

Aos meus Pais, Jaime e Frida, pelo
apoio e carinho transmitidos
durante toda a minha vida.

AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Ivo Barbi, pela dedicação, competência e espírito de trabalho, virtudes de um orientador exemplar.

- A todo o pessoal do Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência (LAMEP) da Universidade Federal de Santa Catarina.

- Aos colegas e amigos que contribuíram de uma ou outra forma na realização deste trabalho.

- Ao meu Pai, pelo exemplo de fé e de perseverança no trabalho.

- A Diamora, pela paciência e apoio.

- À CAPES, pelo suporte financeiro.

SUMÁRIO

RESUMO	vi
ABSTRACT	vii
CAPÍTULO 1	1
INTRODUÇÃO	1
1.1 USO DOS SISTEMAS UPS	1
1.1.1 OS UPS DO TIPO ESTÁTICO	2
1.2 CARACTERÍSTICAS DOS UPS	3
1.3 O UPS OPERANDO COM CARGAS NÃO-LINEARES: DISTORÇÃO NA TENSÃO	5
1.4 TÉCNICAS DE CONTROLE COMUMENTE EMPREGADAS PARA OBTENÇÃO DE TENSÃO DE SAÍDA SENOIDAL.	7
1.4.1 MODULAÇÃO SENOIDAL (SPWM).	7
1.4.2 MODULAÇÃO OTIMIZADA.	8
1.4.3 CONTROLE DIGITAL "DEAD-BEAT"	9
1.4.4 OUTRAS TÉCNICAS DE CONTROLE.	10
1.5 CONCLUSÕES.	11
CAPÍTULO 2	12
ESTÁGIO DE POTÊNCIA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE E MODULAÇÃO . . .	12
2.1 INTRODUÇÃO.	12
2.2 TOPOLOGIA INVERSORA	12
2.3 PRINCÍPIO DE CONTROLE - LEI DE COMUTAÇÃO DAS CHAVES .	13
2.3.1 CONSEQUÊNCIAS PARA O ESTÁGIO INVERSOR.	15
2.4 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	16
2.5 ESTUDO DO INVERSOR USANDO AS CHAVES NO MODO DE TIRISTOR-DUAL.	20
2.5.1 O TIRISTOR-DUAL.	21
2.5.2 CARACTERÍSTICAS REQUERIDAS PARA A OPERAÇÃO NO MODO DE TIRISTOR-DUAL	23
2.6 TESTES POR SIMULAÇÃO.	25

2.7 CONCLUSÕES	30
CAPÍTULO 3	31
METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO	31
3.1 INTRODUÇÃO	31
3.2 METODOLOGIA DE PROJETO	31
3.2.1 CAPACITOR DE FILTRAGEM (C)	32
3.2.2 REFERÊNCIA SENOIDAL DE CORRENTE (I_{ref})	33
3.2.3 BANDA DE HISTERESE (H)	33
3.2.4 TENSÃO NO BARRAMENTO DC (E)	34
3.2.5 FREQUÊNCIAS MÁXIMA E MÍNIMA DE CHAVEAMENTO	35
3.2.6 ONDULAÇÕES MÁXIMA E MÍNIMA DA TENSÃO DE SAÍDA.	39
3.2.7 INDUTOR DE FILTRAGEM	42
3.2.8 INTERRUPTORES	43
3.3 PROJETO DE UM PROTÓTIPO	43
3.4 CONCLUSÕES.	48
CAPÍTULO 4	50
CIRCUITO DE CONTROLE	50
4.1 INTRODUÇÃO	50
4.2 SISTEMA REGULADOR DE CORRENTE	50
4.2.1 MALHA DE CORRENTE	50
4.2.2 MALHA DE TENSÃO	51
4.3 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE.	52
4.3.1 SENSORIAMENTO DE CORRENTE	52
4.3.2 MALHA DE CORRENTE	56
4.3.3 MALHA DE TENSÃO.	59
4.3.4 REFERÊNCIAS SENOIDAIS	63
4.4 CONCLUSÕES	67
CAPÍTULO 5	68
CIRCUITOS DE COMANDO	68
5.1 INTRODUÇÃO	68
5.2 DIAGRAMA DE BLOCOS	68

5.3 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO	68
5.3.1 ISOLADOR ÓTICO	69
5.3.2 CIRCUITO DE TEMPO MORTO	69
5.3.3 CIRCUITO DE DISPARO	70
5.3.4 PROTEÇÃO CONTRA SOBRECORRENTE	73
5.4 CONCLUSÕES	79
 CAPÍTULO 6	 80
SIMULAÇÃO E ESTUDOS EXPERIMENTAIS	80
6.1 INTRODUÇÃO	80
6.2 RESULTADOS POR SIMULAÇÃO	80
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	83
6.3.1 FORMA DE ONDA DAS REFERÊNCIAS DE TENSÃO E CORRENTE.	 84
6.3.2 FUNCIONAMENTO EM VAZIO	84
6.3.3 ENSAIOS ALIMENTANDO CARGA LINEAR.	86
6.3.2.2 COMPORTAMENTO DO INVERSOR EM TRANSITÓRIOS DE CARGA.	 88
6.3.3.2 ESTUDO DO COMPORTAMENTO COM A VARIAÇÃO DA POTÊNCIA DE CARGA.	 90
6.3.4 ENSAIOS ALIMENTANDO CARGA NÃO-LINEAR.	91
6.3.4.1 ESTUDO DO COMPORTAMENTO COM A VARIAÇÃO DA POTÊNCIA DE CARGA.	 93
6.4 CONCLUSÕES.	94
 CONCLUSÕES GERAIS	 96
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	 98

RESUMO

Realiza-se neste trabalho o estudo, desenvolvimento e implementação de um inversor de tensão monofásico com tensão de saída senoidal para cargas lineares e não-lineares.

A técnica de controle usada consiste no controle instantâneo por histerese da corrente no capacitor de filtragem: Impondo corrente senoidal no capacitor é obtida tensão de saída senoidal.

A configuração de tiristor-dual é estudada e implementada nas chaves do conversor, permitindo a operação com perdas de comutação praticamente nulas.

Os princípios expostos são testados por simulação e experimentalmente num protótipo de 300 VA montado em laboratório. Os resultados de funcionamento com carga linear e não-linear são mostrados.

ABSTRACT

This work presents the study and development of a single-phase voltage inverter with sinusoidal output voltage for both, linear and non-linear loads.

The control technique used is based on the instantaneous hysteresis control of the current in the filter capacitor: By imposing a sinusoidal current in the capacitor a sinusoidal output voltage is obtained.

The Dual-Thyristor mode of operation is studied and implemented in the switches, allowing the converter to operate with soft commutation.

Experimental tests with linear and non-linear load are made on a 300 VA prototype set-up in laboratory. Simulation results are included too.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Neste capítulo pretende-se mostrar a importância dos inversores dentro dos sistemas UPS (Uninterruptible Power Supply), sendo responsabilidade deles a qualidade da energia fornecida.

Também se discute o problema da alimentação de cargas não-lineares, que tem como principal efeito produzir distorção na tensão de alimentação; comentam-se técnicas atuais para tentar resolver este problema.

1.1 USO DOS SISTEMAS UPS

Atualmente, os computadores estão tornando-se rapidamente um equipamento universal nos setores administrativos e da engenharia, enquanto que outros equipamentos como copiadores, máquinas de escrever, etc. estão se tornando cada vez mais "eletrônicos". Isto também acontece nos hospitais, indústrias e outros setores.

O equipamento eletrônico está tornando-se tão imprescindível no mundo atual que uma falha dele pode significar perda na produção de uma indústria, perda de arquivos de computador ou inclusive perda de vidas nos hospitais.

A confiabilidade dos dispositivos eletrônicos atuais é tal que a maioria das falhas de funcionamento são devido a falhas no sistema de alimentação [1].

Embora as falhas na rede de alimentação (perda total da alimentação, quedas de tensão temporárias, sobretensões, etc.) não possam ser totalmente evitadas, o problema pode ser resolvido com o uso de Sistemas de Alimentação Ininterrupta (UPS) nas cargas que não podem ter a sua alimentação interrompida.

Um UPS é um sistema projetado para fornecer energia elétrica

automaticamente, sem retardo nem transitórios, durante qualquer período quando a rede comercial de alimentação está incapacitada de fornecer energia aceitavelmente ou na falta dela.

Estes sistemas podem ser do tipo rotativo (geralmente grupos geradores Diesel) ou do tipo estático (UPS eletrônicos). Estes últimos são os mais empregados.

1.1.1 OS UPS DO TIPO ESTÁTICO

Os elementos básicos que constituem este tipo de UPS são: Um inversor, baterias, um retificador/carregador e, no caso dos UPS do tipo Off-line também uma chave estática de transferência (Fig. 1.1).

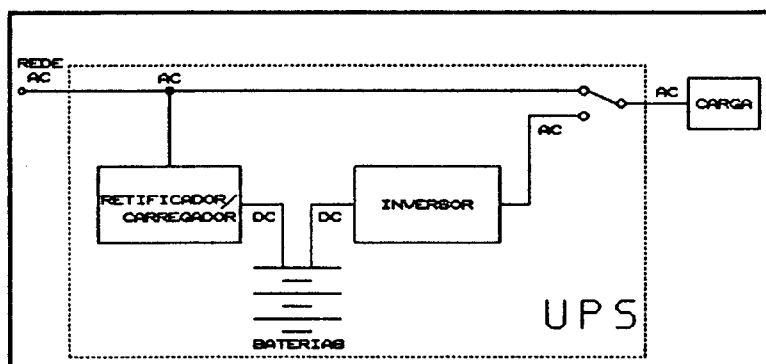


Figura 1.1 - Diagrama de blocos básico de um UPS Estático.

O Inversor é o coração do sistema UPS. É ele quem transforma a corrente contínua (DC) proveniente do retificador ou das baterias em corrente alternada (AC) requerida pela carga. O Inversor empregado é quem determina a qualidade da energia fornecida, garantindo que esta não apresente transitórios de tensão, distorção, ruído, etc [2].

As baterias servem para acumular energia e fornecer esta energia ao inversor no caso de falha da rede AC.

O Retificador/Carregador de baterias tem duas funções: mantém as baterias carregadas para futuros usos e no caso dos UPS do tipo On-line também fornece energia DC ao inversor.

A Chave estática de transferência serve para efetuar uma comutação instantânea da rede para o UPS, garantindo a continuidade da alimentação da carga em caso de falha na rede.

Dependendo do modo de operação, pode-se classificar os UPS entre os tipos Off-line e On-line.

Um UPS Off-line, também chamados SPS (Standby Power Source) alimenta a carga só na ausência da rede ou quando a tensão da rede cai para um nível abaixo de um limite pre-determinado, obtendo a sua energia através de um banco de baterias.

Um UPS On-line continuamente fornece energia à carga através do seu inversor; a rede de alimentação só serve para alimentar o retificador/carregador do UPS.

1.2 CARACTERÍSTICAS DOS UPS

Um UPS deve apresentar estabilidade, boa resposta dinâmica frente a variações da carga e elevada confiabilidade.

Entre as principais características de um UPS pode-se mencionar:

- Topologia
- Forma de Onda da Tensão de Saída
- Autonomia
- Tempo de Transferência (UPS tipo Off-line)
- Custo

Topologia.- Será do tipo On-line ou Off-line, dependendo das exigências da carga.

Forma de Onda da tensão de saída.- Existem UPS com tensão de saída com forma de onda senoidal, quadrada ou alguma combinação delas (Fig. 1.2).

O tipo de forma de onda depende exclusivamente do inversor empregado; é ele quem define a forma de onda.

A forma de onda senoidal é sempre a mais satisfatória, por ser

do mesmo tipo que a forma de onda fornecida pela rede. Dependendo do seu projeto, algumas cargas especiais tais como disk-drives, impressoras laser, instrumentos analíticos, motores de posicionamento e fotômetros precisam ser alimentados com tensão senoidal, pois componentes harmônicas presentes em outras formas de onda geram maiores perdas por efeito Joule, com o consequente sobreaquecimento.

Como será visto depois, a geração de uma forma de onda senoidal apresenta problemas na presença de cargas não-lineares, sendo que elas mesmas contribuem na distorção da forma de onda.

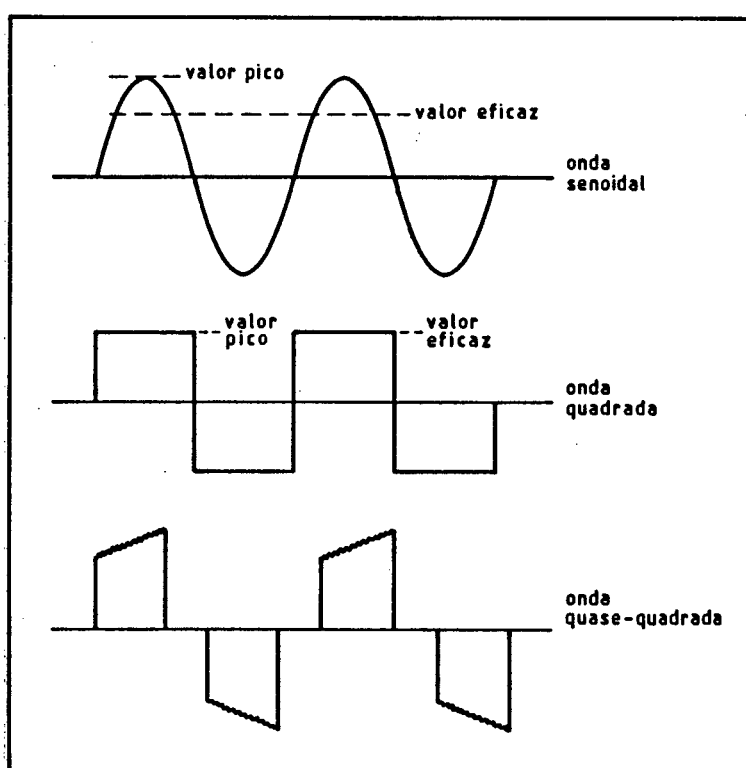


Figura 1.2 - Formas de onda da tensão de saída dos inversores de tensão.

Autonomia. - Está relacionada com o tempo que as baterias podem alimentar a carga via inversor, na ausência da rede. Portanto, todos os UPS tem autonomia determinada pela carga e pelas baterias, que deve ser maior que o tempo necessário para as situações de emergência.

Tempo de Transferência.— Relacionado ao UPS tipo Off-line, é o tempo que o interruptor de transferência requer para efetuar a comutação da rede ao UPS e vice-versa. Para ser totalmente efetivo, o UPS deve ser transferido antes que o microprocessador de uma carga crítica sinta uma falta de energia; em outras palavras, o tempo de transferência deve ser inferior ao Hold-Up Time da carga que está sendo alimentada.

Custo.— O custo de um UPS estará relacionado à importância da carga a alimentar. Existe um compromisso entre os níveis de desempenho desejados e o custo do UPS (relação custo x benefício).

Na escolha de um UPS, os fatores mais importantes são a topologia e especialmente a forma de onda da tensão de saída [3].

1.3 O UPS OPERANDO COM CARGAS NÃO-LINEARES: DISTORÇÃO NA TENSÃO

Pode-se diferenciar entre dois tipos de carga com as quais trabalha o inversor de um UPS: carga linear e carga não-linear.

Entende-se como carga linear aquela que solicita corrente senoidal quando alimentada por uma tensão também senoidal, e como carga não-linear aquela cuja forma de onda da corrente não é senoidal quando é alimentada com uma tensão senoidal (Fig. 1.3). De um ponto de vista prático, uma carga pode ser considerada não-linear quando a distorção harmônica total (THD) da sua corrente excede 5% o valor da sua componente fundamental.

O tipo de equipamento que predomina como carga não-linear num sistema monofásico são os retificadores de entrada das fontes chaveadas. Os computadores atuais empregam este tipo de fontes. Tais retificadores de entrada utilizam capacitores de filtragem para armazenamento de carga, que consomem energia da rede na forma de uma corrente não-linear, repetitiva e de pico elevado.

Para uma onda senoidal pura, a corrente de pico é 1,4142 vezes o valor eficaz, mas para as cargas não-lineares o pico da corrente é

muitas vezes maior que o pico da onda senoidal. Portanto, um inversor de UPS alimentando cargas não-lineares deve suportar estes elevados picos de corrente. É comum definir a relação entre o pico de corrente e o valor eficaz da mesma como "Fator de Crista"; nas cargas lineares este é igual a 1,4142, mas no caso de cargas não-lineares o fator de crista é maior (2,5 ou mais).

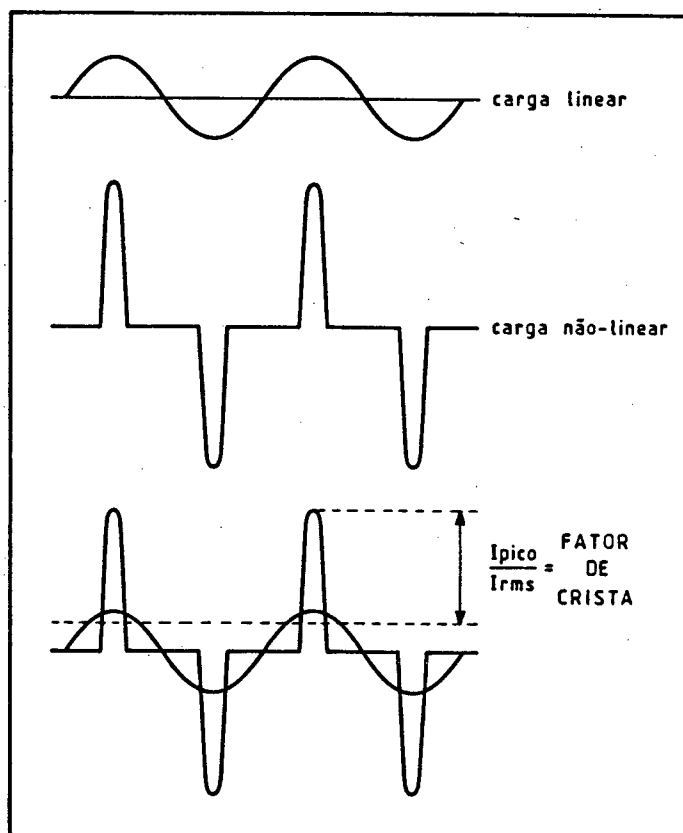


Figura 1.3 - Formas de onda de corrente das cargas Linear e Não-Linear.

O efeito da carga não-linear é produzir distorção harmônica na forma de onda da corrente solicitada. Esta distorção harmônica tem dois efeitos importantes: Primeiro, as harmônicas de corrente produzirão distorção na forma de onda da tensão devido à impedância finita da fonte e esta distorção na tensão contribuirá na formação de interferência eletromagnética (EMI) junto com as harmônicas de corrente.

O segundo efeito é que as harmônicas de corrente que não encontrarem harmônicas de tensão da mesma ordem não produzirão potência útil, tendo que gerar e distribuir, o UPS, estas correntes que não produzem trabalho útil.

Atualmente, no projeto de Inversores para UPS, o interesse principal está na obtenção de tensão de saída com forma de onda senoidal, mesmo na presença de cargas não-lineares.

1.4 TÉCNICAS DE CONTROLE COMUMENTE EMPREGADAS PARA OBTENÇÃO DE TENSÃO DE SAÍDA SENOIDAL.

A dificuldade de obter tensão de saída senoidal independentemente do tipo de carga é um problema comum a todas as topologias inversoras atuais (inversores de tensão, inversores de link ressonantes, e cicloconversores com estágio de alta frequência).

Em termos de estratégia de controle, uma variedade de técnicas de Modulação por Largura de Pulso (PWM) têm sido propostas para a obtenção de tensão de saída senoidal.

Algumas das técnicas mais comumente empregadas são revisadas a seguir.

1.4.1 MODULAÇÃO SENOIDAL (SPWM).

O princípio de controle está baseado na comparação de uma forma de onda triangular e uma senóide de referência, sendo obtidas como resultado as ordens de disparo e bloqueio das chaves do inversor.

A frequência da senóide de referência impõe a frequência do termo fundamental da forma de onda modulada (tensão na saída do estágio inversor), enquanto que a variação da amplitude da senóide permite regular a amplitude da fundamental (Fig. 1.4).

Para que a tensão sobre a carga seja o mais próximo de uma senóide, é necessária a utilização de um filtro na saída do inversor que atenua as harmônicas de ordem elevada da tensão proveniente do

estágio inversor. O controle da saída reduz-se a uma malha de tensão, onde a tensão na carga é monitorada e comparada a uma referência de tensão; o erro resultante atua variando a amplitude da senóide de referência.

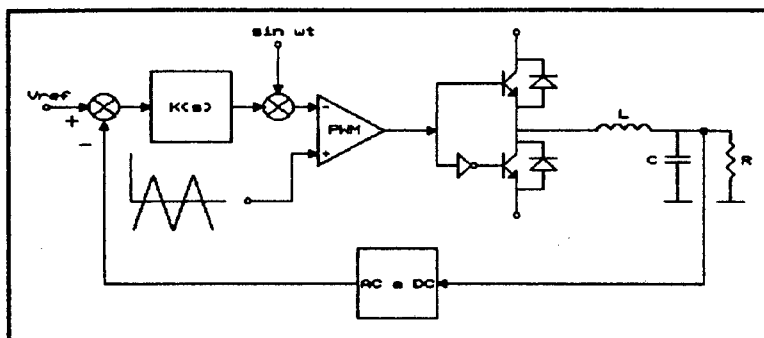


Figura 1.4 - Diagrama de controle da modulação senoidal PWM

Esta técnica de controle trata o filtro e a carga como um sistema linear invariante; em funcionamento com carga linear é possível obter uma tensão de saída bem regulada e livre de distorção, mas na presença de cargas não-lineares a tensão de saída apresenta distorção.

1.4.2 MODULAÇÃO OTIMIZADA.

Esta é uma técnica PWM mais sofisticada que a anterior, onde os ângulos de comutação das chaves na forma de onda modulada (tensão de saída do estágio inversor) são calculados a fim de minimizar alguns harmônicos específicos de baixa ordem com a conseqüente redução no tamanho, volume e custo do filtro de saída.

De um modo geral, o cálculo apropriado de "n" ângulos de comutação das chaves permite fixar o valor do termo fundamental da tensão modulada e eliminar "n-1" harmônicas ímpares (devido à simetria existente na forma de onda da tensão modulada as harmônicas de ordem par são nulas). O cálculo dos ângulos é feito pela resolução

de um sistema de "n" equações não-lineares à "n" incógnitas. Cada uma das "n" equações está baseada numa expressão geral obtida da análise de Fourier da forma de onda modulada geral [4] (Fig. 1.5).

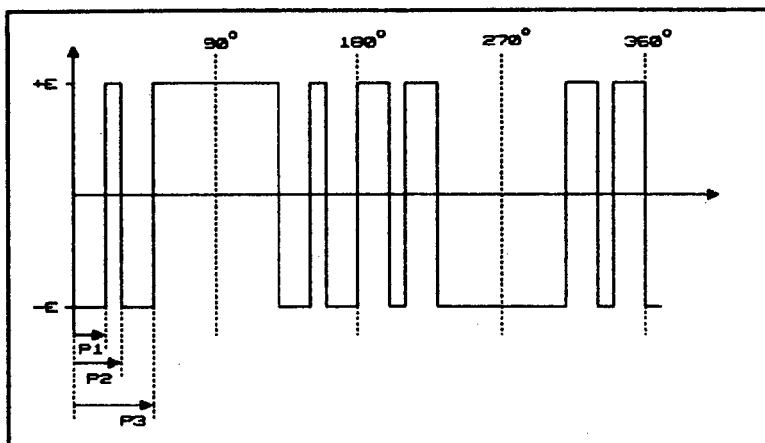


Figura 1.5 - Modulação PWM otimizada: Tensão Modulada.

Esta técnica de modulação é complexa na sua compreensão e cálculo, mas o comando que realiza a modulação é de simples realização prática, sendo os ângulos de disparo armazenados em circuitos digitais. Apresenta melhor desempenho que a anterior, além de levar a dimensões de filtro reduzidas, mas, no caso de cargas não-lineares a distorção na tensão de saída não é eliminada.

1.4.3 CONTROLE DIGITAL "DEAD-BEAT".

Dentre as técnicas de controle digital esta é a mais empregada. É uma estratégia PWM onde a tensão de saída é regulada mediante controle digital com realimentação.

O inversor, o filtro e uma carga resistiva são considerados como planta (Fig. 1.6). A tensão na carga resistiva é monitorada em cada instante de amostragem e as durações dos vários estados do inversor (larguras de pulso) são calculadas de tal forma que no intervalo seguinte de amostragem, a tensão de saída seja igual à tensão de

referência.

Esta técnica requer um controlador com uma lei de controle que consta de duas partes: Primeiro, a estimação das variáveis de estado para cada próximo instante de amostragem (para isto requer-se uma modelagem da planta por variáveis de estado). A segunda parte, derivada da primeira, consiste no controle realimentado das variáveis de estado.

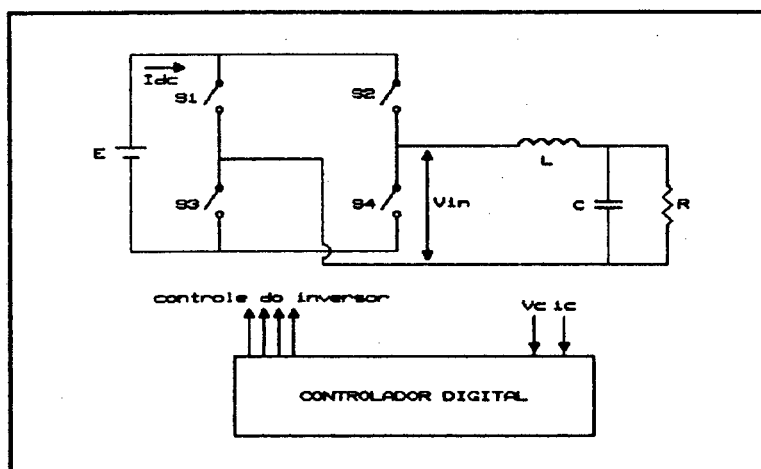


Figura 1.6 - Controle digital DEAD-BEAT:
Diagrama básico

Esta estratégia de controle apresenta tensão de saída senoidal com boa resposta transitória para cargas lineares e não-lineares, embora que, para grandes perturbações exista distorção. Para inversores com frequências de chaveamento na faixa de 1-3 KHz, os complexos cálculos requeridos podem ser feitos com o emprego de microprocessadores; o esquema é mais difícil de ser implementado a frequências de chaveamento maiores, devido aos tempos envolvidos [5].

Variações deste tipo de controle incluem mudanças na escolha das variáveis de estado (tensão no capacitor, e corrente no indutor de filtragem e/ou corrente de carga) e modelagem da planta.

1.4.4 OUTRAS TÉCNICAS DE CONTROLE.

Entre estas existem algumas variações na lei de controle do método anterior, onde são incluídos compensadores. Tem-se também o emprego de controladores PI digitais combinados a compensadores "Feedforward" [6].

Ultimamente tem aparecido na literatura outra técnica digital conhecida como controle por modos deslizantes (Sliding Mode Control) com princípio de funcionamento baseado no controle "Dead-Beat".

Todas estas técnicas apresentam desempenho similar ao controle "Dead-Beat" visto no item anterior.

1.5 CONCLUSÕES.

Mostrou-se neste capítulo a importância dos inversores dentro dos sistemas UPS, os quais estão se tornando cada vez mais imprescindíveis na atualidade.

Foi dada ênfase ao problema da alimentação de cargas não-lineares mostrando-se os problemas que elas causam no estágio inversor, principalmente a distorção na tensão de saída.

São comentadas estratégias atuais de controle utilizadas para tentar resolver este problema.

No seguinte capítulo, apresenta-se a estratégia de controle proposta para o desenvolvimento de um inversor que, por apresentar tensão de saída senoidal para carga linear e não-linear, se mostra adequado para ser implementado em sistemas UPS.

CAPÍTULO 2

ESTÁGIO DE POTÊNCIA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE E MODULAÇÃO

2.1 INTRODUÇÃO.

Apresenta-se neste capítulo a estrutura do inversor a ser utilizado, bem como as suas características. Usa-se um inversor monofásico em ponte onde a lei de comutação das chaves é realizada pelo controle por histerese da corrente no capacitor de filtragem.

Estuda-se a operação das chaves como tiristor-dual, realizando comutação não-dissipativa e com uma alta segurança, melhorando o desempenho da estrutura.

Para verificar o princípio de funcionamento, são feitos testes por simulação para um inversor na configuração convencional e para um inversor com suas chaves na configuração de tiristor-dual.

2.2 TOPOLOGIA INVERSORA

A topologia inversora empregada é a ponte completa (Full Bridge) representada na Figura 2.1; constitui-se de quatro chaves, uma fonte de tensão contínua, um filtro LC e a carga.

Como chaves são empregados MOSFETs, com as seguintes características básicas, entendidas como vantagens em relação aos transistores bipolares [7] :

- a) tempos de comutação extremamente curtos, desse modo podem operar com frequências mais elevadas.
- b) alta impedância de entrada entre gate e source, desse modo a potência consumida e a complexidade dos circuitos de comando são muito menores e o ganho é alto.

- c) a área de operação (SOA-Safe Operating Area) é muito maior.
- d) mais fácil de ser associado em paralelo, sobretudo porque a resistência em estado de condução tem coeficiente positivo de temperatura.
- e) existência de um diodo intrínseco que pode ser aproveitado ou não, dependendo do circuito em que esteja sendo empregado.

Estas características levam à redução de peso e de volume do estágio inversor e do filtro, e a perdas de comutação menores, comparadas com aquelas dos transistores e tiristores em comutação forçada.

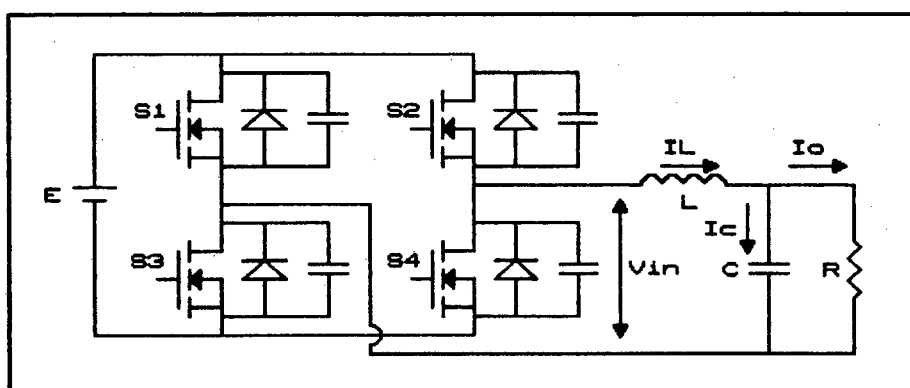


Figura 2.1 - Diagrama da topologia inversora.

A tensão contínua de alimentação (barramento DC) é a tensão proveniente de uma fonte DC; no caso do uso do inversor num sistema UPS, é a tensão DC proveniente do retificador/carregador de baterias ou das próprias baterias.

O filtro LC converte a tensão modulada na saída do estágio inversor (V_{in}) em tensão senoidal, sendo que o controle é feito sobre a corrente do capacitor de filtragem.

2.3 PRINCÍPIO DE CONTROLE - LEI DE COMUTAÇÃO DAS CHAVES

As chaves do conversor são abertas ou fechadas em função do

estado da corrente no capacitor de filtragem; o diagrama básico do sistema de controle é mostrado na Figura 2.2.

O princípio está baseado no fato que, controlando a corrente I_c que circula no capacitor de filtragem C , é possível regular a tensão de saída V_c já que no capacitor, corrente e tensão estão linearmente relacionados pela equação:

$$i_c = C \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (2.1)$$

A fim de se obter tensão de saída senoidal independentemente do tipo de carga, é suficiente garantir que a corrente I_c seja senoidal.

Este princípio foi introduzido na referência [8] mas só testado por simulação.

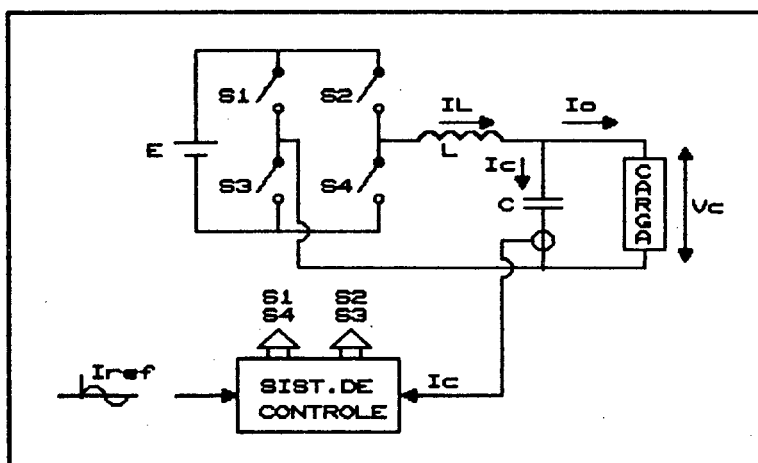


Figura 2.2 - Diagrama básico do sistema de controle.

Para o controle da corrente, é usada a técnica de "controle por Histerese", também conhecida como "Modulação por valores extremos de corrente". A corrente I_c é continuamente comparada com uma referência senoidal I_{ref} , referente à qual lhe é permitido um certo erro positivo e negativo, sendo assim estabelecidos um limite superior I_{sup} e um limite inferior I_{inf} para as variações de I_c em relação à referência (Fig. 2.3). Estabele-se assim um "ripple" na corrente do capacitor

$\Delta I_c = I_{sup} - I_{inf}$; este "ripple" constitui a banda de histerese que será mantida constante pelo sistema de controle.

Quando a corrente I_c atinge o limite superior $I_{sup} = I_{ref} + \Delta I_c/2$, as chaves (s2,s3) são bloqueadas e as chaves (s1,s4) são comandadas a conduzir. Ao atingir I_c o limite inferior $I_{inf} = I_{ref} - \Delta I_c/2$, as chaves (s1,s4) são bloqueadas e (s2,s3) são disparadas.

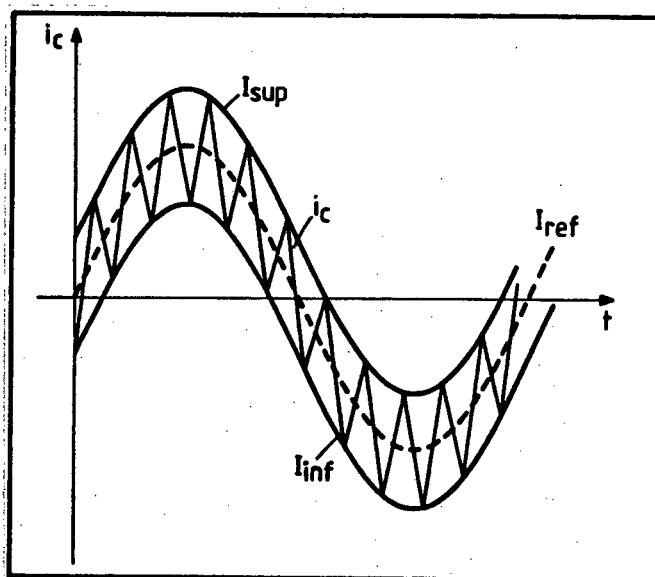


Figura 2.3 - Controle por Histerese

Pode-se ver que com este princípio de controle, impõe-se uma corrente senoidal no capacitor de filtragem, conseqüentemente a tensão V_c será também senoidal e o seu valor desejado dependerá da magnitude da corrente I_c , dada pela magnitude da referência de corrente.

2.3.1 CONSEQUÊNCIAS PARA O ESTÁGIO INVERSOR.

Devido à estratégia de controle empregada, a frequência de operação do conversor é variável, sendo que os tempos de condução e bloqueio das chaves são também variáveis, por isto é fundamental que se conheça a lei de variação dessas grandezas, que depende dos parâmetros do conversor (E , L , V_c) e dos parâmetros de regulação

(I_{ref} , ΔI).

A máxima frequência corresponde ao instante em que a tensão no capacitor de filtragem passa por zero e a mínima ao instante no qual a tensão no capacitor está no valor máximo.

De um modo geral, para um valor determinado do indutor de filtragem, uma banda de histerese pequena resulta em frequências de chaveamento elevadas; histereses maiores implicarão em frequências menores.

A frequência de chaveamento variável reflete-se na tensão de saída do estágio inversor que tem uma forma de onda modulada a dois níveis: $+E$ e $-E$.

Por outro lado, a tensão de saída apresentar ondulação diretamente proporcional à banda de histerese e inversamente proporcional à frequência de chaveamento. Por ser variável a frequência de operação do conversor, a ondulação na tensão de saída será também variável.

A máxima ondulação de tensão ocorre quando a frequência de chaveamento é mínima, isto é, quando a tensão no capacitor de filtragem está no pico.

A mínima ondulação acontece quando a tensão no capacitor passa por zero e a frequência de chaveamento é máxima.

Com este sistema de controle, todas as harmônicas de corrente requeridas por cargas não-lineares são geradas no estágio inversor. Assim, o indutor de filtragem deve ter um valor adequado, tal que os picos de corrente solicitados pela carga, passem inteiramente pelo indutor, provenientes do inversor para a carga. A idéia é evitar que o capacitor forneça parte desses picos (o que acontece no caso de ter-se indutor de filtragem com valor relativamente elevado); isto faria que a corrente do capacitor saia da modulação, com a conseqüente distorção na tensão de saída.

2.4 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Devido à estratégia de controle, o inversor apresenta uma saída

com características de fonte de tensão (tensão no capacitor de filtragem), e a comutação das chaves depende unicamente do estado da corrente no capacitor de filtragem para qualquer tipo de carga.

A seguir, são descritas as etapas de funcionamento em três regiões diferentes da senóide de corrente imposta no capacitor de filtragem (Fig. 2.5).

- Intervalo (t_0, t_1): As chaves (s_2, s_3) encontram-se conduzindo, a tensão V_{in} aplicada ao filtro é igual a $+E$. A corrente do capacitor cresce até atingir o limite superior I_{sup} (Fig. 2.4a).

- Intervalo (t_1, t_2): Quando a corrente I_c atinge o limite superior I_{sup} , as chaves (s_2, s_3) são bloqueadas. A corrente no capacitor decresce, circulando através dos diodos (d_1, d_4); a tensão V_{in} aplicada ao filtro é igual a $-E$ (Fig. 2.4b). Este ciclo termina quando a corrente I_c atinge o limite inferior I_{inf} , sendo disparadas novamente as chaves (s_2, s_3) dando início a outra etapa como a descrita no parágrafo anterior.

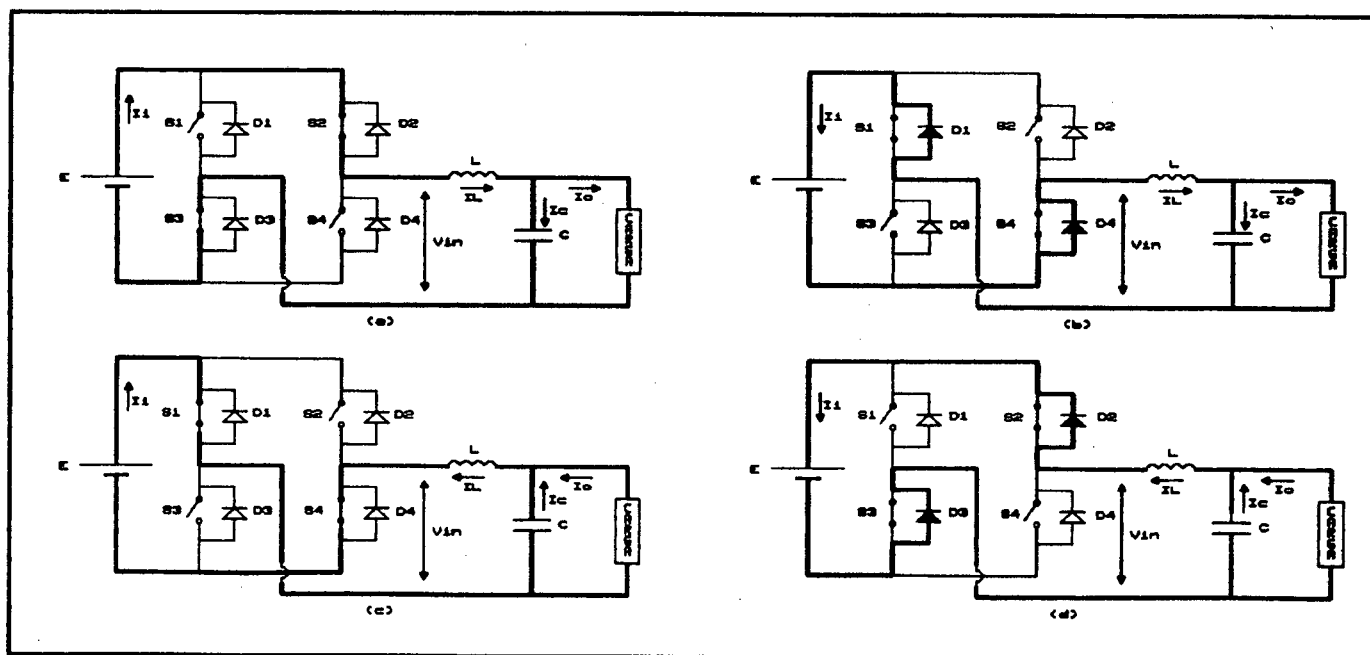


Figura 2.4 - Etapas de funcionamento

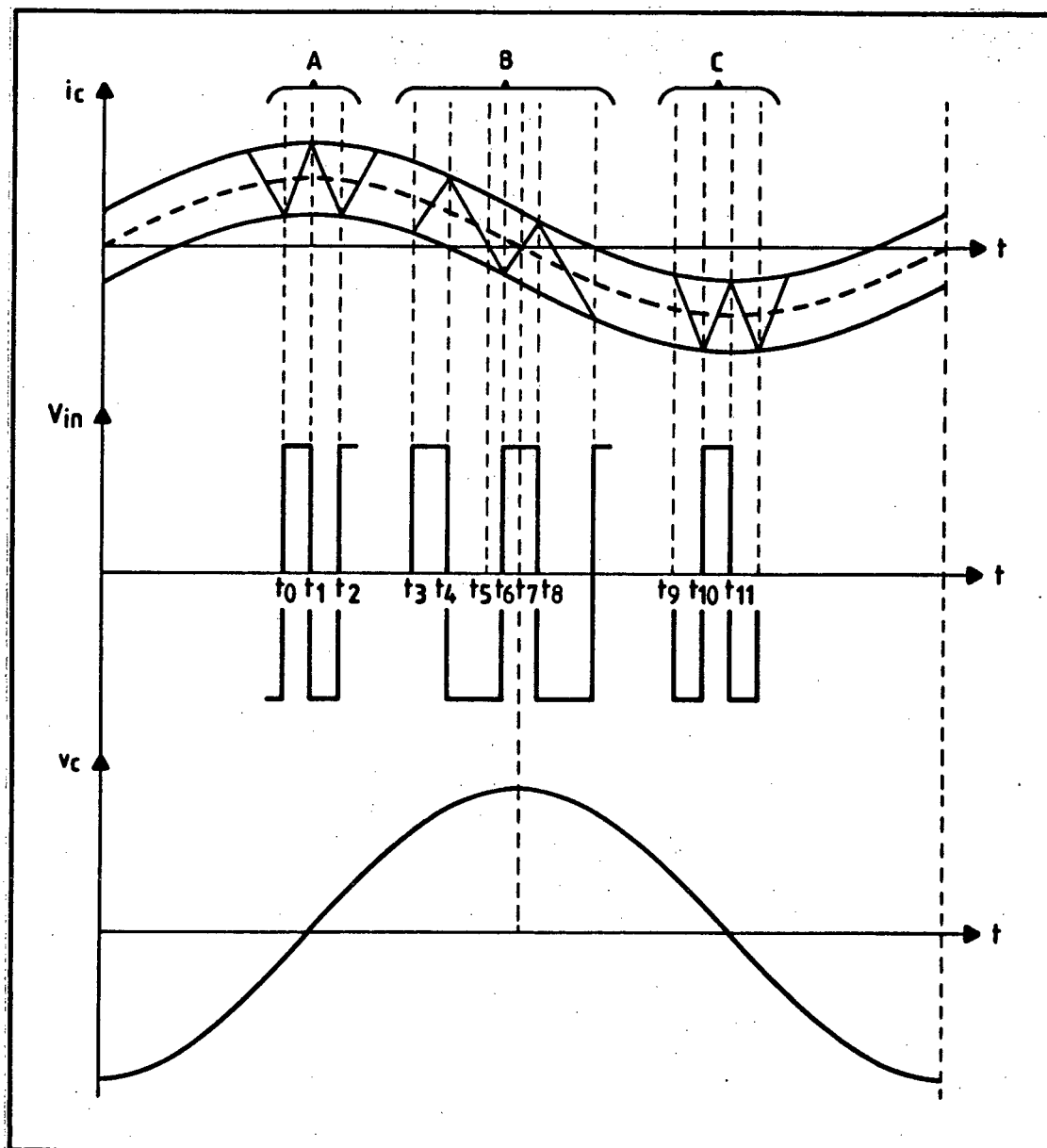


Figura 2.5 - Comportamento da corrente no capacitor, tensão de entrada ao filtro e tensão de saída.

- Intervalo (t_3, t_4) : Similar ao intervalo (t_0, t_1) .
- Intervalo (t_4, t_5) : Quando a corrente I_c atinge o limite I_{sup} , as chaves (s_2, s_3) são bloqueadas e o pulso de gate é enviado às chaves (s_1, s_4) . A corrente no capacitor diminui, circulando pelos diodos

(d1,d4) até tornar-se negativa. A tensão V_{in} é igual a $-E$ (Fig. 2.4b).

- Intervalo (t_5, t_6): No instante que a corrente I_c torna-se negativa, as chaves (s_1, s_4) começam a conduzir a corrente I_c que vai se tornando cada vez mais negativa até atingir o limite I_{inf} , agora também negativo. A tensão V_{in} continua igual a $-E$ (Fig. 2.4c).

- Intervalo (t_6, t_7): Quando a corrente I_c atinge o limite I_{inf} , as chaves (s_1, s_4) são bloqueadas e o pulso de gate é enviado às chaves (s_2, s_3). A tensão V_{in} é igual a $+E$ e a corrente I_c começa a aumentar, tornando-se cada vez menos negativa e circulando pelos diodos (d_2, d_3) até ficar positiva (Fig. 2.4d).

- Intervalo (t_7, t_8): No instante que I_c torna-se positiva, (s_2, s_3) passam a conduzir e a etapa é semelhante à descrita para (t_0, t_1).

- Intervalo (t_9, t_{10}): A corrente I_c , que circulava pelos diodos (d_1, d_4) atinge o limite I_{sup} e as chaves (s_1, s_4) começam a conduzir, segundo o descrito no intervalo (t_5, t_6) (Fig. 2.4c).

- Intervalo (t_{10}, t_{11}): Ao atingir a corrente I_c o limite I_{inf} , (s_1, s_4) são bloqueados e (d_2, d_3) conduzem a corrente I_c até atingir o limite I_{sup} . A tensão V_{in} é igual a $+E$ (Fig. 2.4d).

É importante salientar que os pulsos de gate são sempre enviados complementarmente às chaves (s_2, s_3) e (s_1, s_4); pois não se sabe o momento exato em que a corrente I_c mudará de sinal.

Em regime, a corrente no indutor será senoidal e com um ripple de alta frequência igual ao ripple imposto no capacitor. O seu valor é a soma instantânea das correntes do capacitor de filtragem e da carga.

Em funcionamento com carga linear, a corrente de carga é senoidal. No caso das cargas não-lineares, a corrente de carga é

formada por picos elevados de curta duração, que como já foi indicado, devem passar inteiramente pelo indutor de filtragem.

2.5 ESTUDO DO INVERSOR USANDO AS CHAVES NO MODO DE TIRISTOR-DUAL.

A operação do inversor da forma descrita anteriormente vai levar a uma corrente no indutor com uma componente AC de baixa frequência, à qual é superimposto um ripple de alta frequência com uma amplitude (igual à banda de histerese) menor do que a da componente de baixa frequência (Fig. 2.6).

Como resultado, a corrente é reversível somente perto da passagem por zero da componente de baixa frequência (região B da Figura 2.5); isto indica que as chaves devem ser comandadas na entrada em condução e no bloqueio.

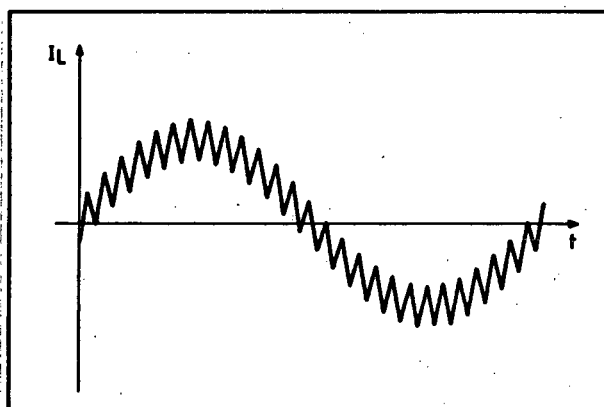


Figura 2.6 - Corrente no indutor de filtragem no inversor convencional

Nas regiões A e C da Figura 2.5, as chaves apresentam comutação dissipativa na entrada em condução. Na região A, as chaves (s2,s3) entram em condução depois que os diodos (d1,d4) conduzem (Fig. 2.4b), portanto, com tensão +E aplicada nelas. Analogamente, na região C as chaves (s1,s4) passam a conduzir depois dos diodos (d2,d3) com tensão +E. Em ambos os casos no instante da entrada em condução a corrente nas chaves é diferente de zero, apresentando assim perdas de

comutação dadas por:

$$P_{com} = \frac{f}{2} t_{on} I_{don} E \quad (2.2)$$

Para reduzir as perdas de comutação e limitar dV/dt 's produzidos são requeridos circuitos Snubber. Uma consideração importante é que as ordens de disparo e bloqueio das chaves de um mesmo braço devem estar perfeitamente sincronizadas a fim de evitar curto-circuito nos braços.

Para evitar estes inconvenientes, principalmente aqueles devidos à entrada em condução, mostra-se interessante o uso das chaves como tiristor-dual, o que, devido à técnica de controle empregada, resulta em implementação de fácil execução.

2.5.1 O TIRISTOR-DUAL.

É possível imaginar somente três modos de comutações para uma chave semicondutora [9]:

- (i) Ambas as comutações (entrada em condução e bloqueio) são espontâneas. (Exemplo: o diodo).
- (ii) Ambas as comutações são comandadas (Exemplos: transistor bipolar, MOSFET, GTO, IGBT, ...). O uso deste modo nos conversores leva a perdas na comutação ("Hard-Switching").
- (iii) Uma das comutações é comandada e a outra é espontânea, provocada pela extinção de corrente ou tensão na chave devido ao circuito externo (Exemplos: tiristor e "Tiristor-Dual").

Dentre os componentes atuais usados como chaves interruptoras,

somente o tiristor e o tiristor de condução reversa possuem o modo (iii) "por natureza". Contudo, é possível "sintetizar" tais componentes associando dois componentes básicos: um componente totalmente comandado (modo ii) e um diodo em série ou paralelo (modo i). O Tiristor-Dual é um exemplo.

Um Tiristor-Dual é um interruptor formado por uma chave de potência e um diodo em antiparalelo comandados por uma lógica adequada tal que representem o dual de um tiristor; isto significa apresentar entrada em condução espontânea (quando a tensão é zero) e bloqueio comandado. Esta idéia foi apresentada em [10], sendo que o princípio de tiristor-dual foi desenvolvido pelo L.E.E.I (Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle) em Toulouse, França (Foch, 1982, 1984).

Os MOSFETs juntamente com seus diodos em antiparalelo, podem ser usados neste tipo de operação (Fig. 2.7).

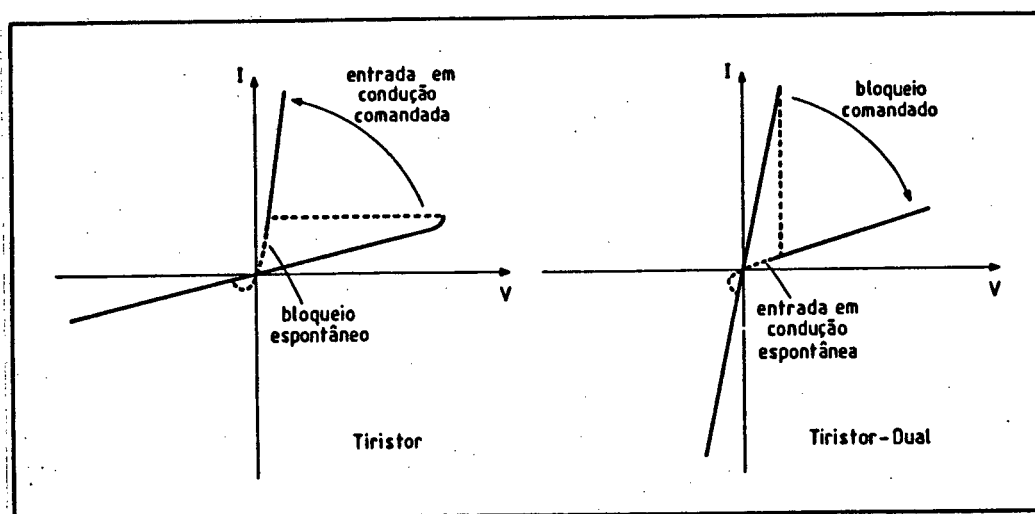


Figura 2.7 - Características do tiristor e o tiristor-dual.

Devido ao fato que só o bloqueio é comandado, é simples limitar o Stress que o tiristor-dual deve suportar na hora de sua comutação comandada (bloqueio). Um capacitor em paralelo é usado para limitar o dV/dt e não provoca problemas de descarga na entrada em condução já que esta acontece sob tensão zero.

2.5.2 CARACTERÍSTICAS REQUERIDAS PARA A OPERAÇÃO NO MODO DE TIRISTOR-DUAL

ENTRADA EM CONDUÇÃO

A comutação natural de um braço de inversor que contém tiristores-duais, precisa de uma corrente de saída I reversível na frequência de chaveamento e com amplitude suficiente para garantir a comutação de tensão (Fig. 2.8a).

Assim, para que cada MOSFET entre em condução com tensão nula sobre ele, seu diodo em antiparalelo deve sempre estar conduzindo antes do MOSFET entrar em condução, razão pela qual o MOSFET também entrará em condução com corrente zero.

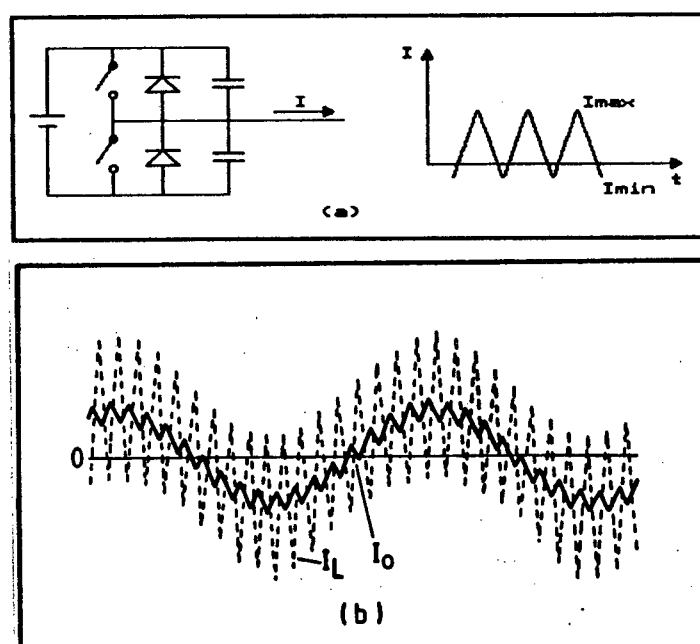


Figura 2.8 - (a) Corrente de saída do inversor: Tiristor-Dual. (b) Corrente no indutor de Filtragem

Conseqüentemente, o indutor de filtragem deve ser projetado de forma tal que a corrente I_L (corrente de saída do estágio inversor) excursionsse sempre nos quadrantes positivo e negativo de corrente em

cada período de chaveamento, inclusive para o maior valor de corrente de carga (Fig. 2.8b); então, o ripple de corrente deve ser sempre maior que o dobro da corrente máxima de carga e a frequência natural do filtro deve ser menor que a frequência de chaveamento.

Deste modo, o conjunto MOSFET-diodo vai apresentar entrada em condução espontânea e bloqueio comandado.

COMUTAÇÃO NO BLOQUEIO.

Os MOSFETs com seus diodos em antiparalelo e suas capacitâncias intrínsecas entre drain e source, comandados com a lógica adequada também podem realizar comutação não dissipativa no bloqueio.

Consideremos o bloqueio da chave inferior de um braço. Inicialmente, $s3$ encontra-se conduzindo uma corrente positiva I_L (em relação a $d3$) proveniente do indutor, que pode ser considerado uma fonte de corrente neste intervalo (Fig. 2.9a). $S3$ é comandado ao bloqueio. O indutor força a corrente I_L a comutar de $s3$ aos capacitores em paralelo, e $s3$ pode abrir com tensão nula sobre ele (Fig. 2.9b). A tensão sobre $s3$ vai se incrementando até que o diodo $d1$ em antiparalelo com a chave $s1$ é polarizado diretamente e passa a conduzir a corrente I_L (Fig. 2.9c). A chave superior $s1$ pode agora entrar em condução completando o ciclo de comutação ZVS (Fig. 2.9d).

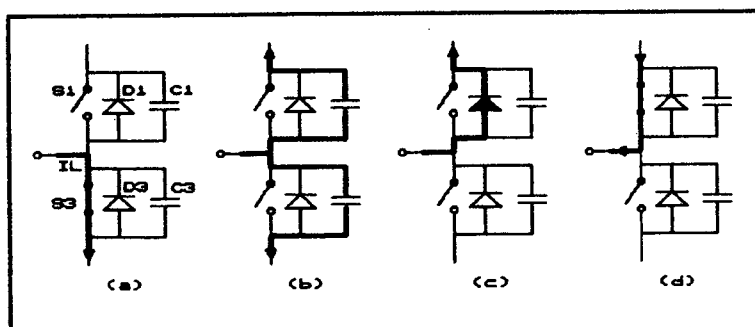


Figura 2.9 - Detalhe da comutação no bloqueio.

O processo de comutação de corrente da chave superior para a

chave inferior é idêntico, com exceção de que a corrente I_L deve ter polaridade oposta durante o intervalo de comutação.

Deste modo, na técnica de controle empregada, com a escolha de uma banda de histerese apropriada e um baixo valor de indutor de filtragem, a operação no modo de tiristor-dual é fácil de ser implementada.

As chaves do conversor apresentam comutação não-dissipativa sob tensão zero (ZVS-Zero Voltage Switching) e sob corrente zero (ZCS-Zero Current Switching) na entrada em condução, e comutação sob tensão zero no bloqueio.

O indutor de filtragem, devido ao seu baixo valor, não terá influência na componente fundamental da tensão de saída e, controlando a tensão modulada, a tensão de saída será imposta a qualquer tipo de carga: Linear e Não-linear.

2.6 TESTES POR SIMULAÇÃO.

A estratégia de controle empregada no conversor é verificada por simulação, primeiro para um conversor na configuração convencional e depois para um conversor com suas chaves na configuração de tiristor-dual.

São feitas simulações de um inversor monofásico para as seguintes especificações (Fig 2.10a):

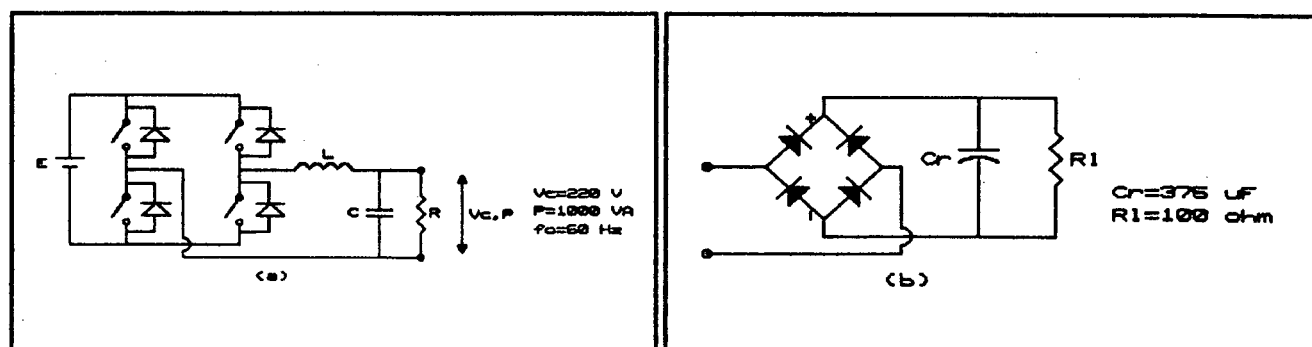


Figura 2.10 - (a)Esquema do inversor simulado. (b)Carga não-linear usada na simulação.

Como carga linear é usado um resistor de $48,4 \Omega$. Como carga não-linear é usado o retificador em ponte com filtro capacitivo mostrado na Figura 2.10b.

Baseado na metodologia de projeto que será vista no próximo capítulo, são obtidos os seguintes parâmetros para o inversor:

- Tensão do barramento DC:

$$E = 400 \text{ V}$$

- Filtro:

$$L = 2 \text{ mH}$$

$$C = 25 \text{ uF}$$

- Referência de corrente:

$$I_{ref_0} = 2,93 \text{ A}$$

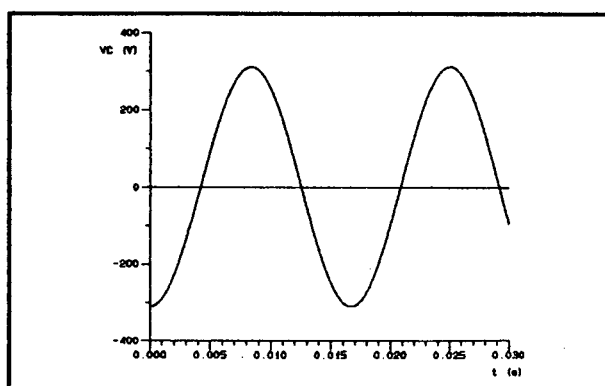
- Banda de histerese:

$$H = 2 \text{ A}, \text{ para o inversor convencional.}$$

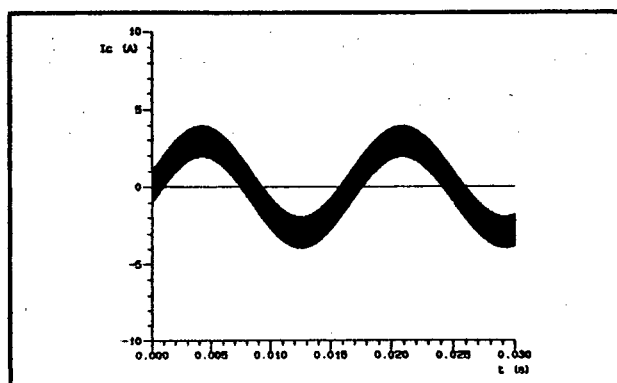
$$H = 18,7 \text{ A}, \text{ para o inversor com chaves como tiristor-dual}$$

Os resultados para o conversor convencional são mostrados nas Figuras 2.11 e 2.12.

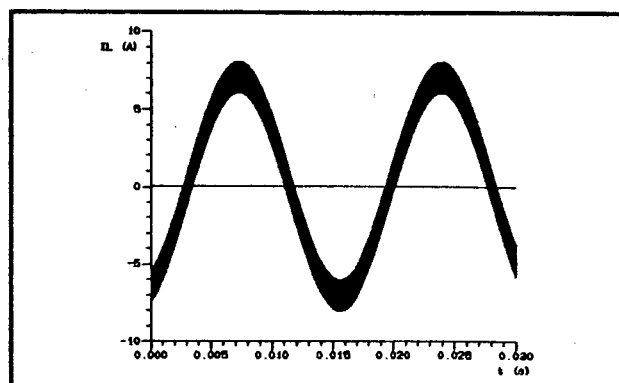
A Figura 2.11 mostra a operação com carga linear onde estão incluídas a tensão de saída V_c , a corrente no capacitor I_c e a corrente I_L do indutor de filtragem.



(a)

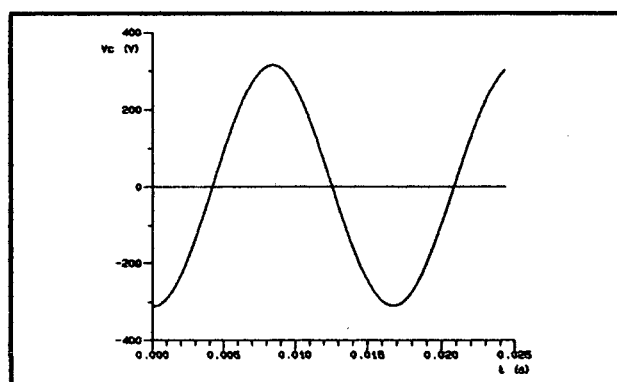


(b)

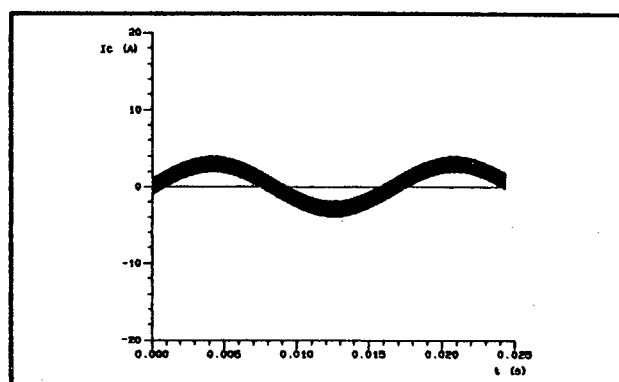


(c)

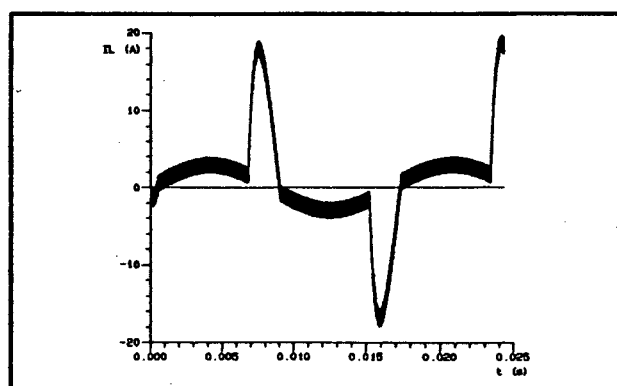
Figura 2.11 - Simulação do inversor convencional com carga linear :
 (a) tensão de saída (b) corrente no capacitor (c) corrente no indutor



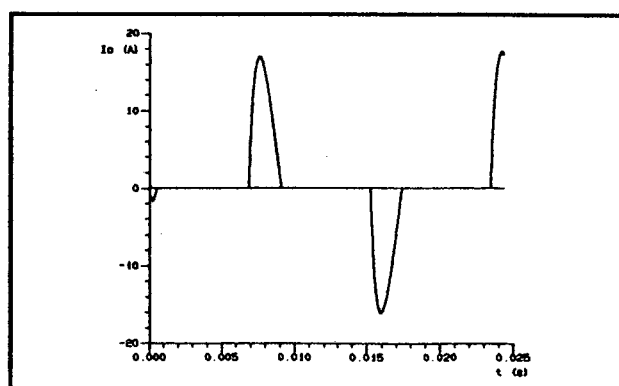
(a)



(b)



(c)



(d)

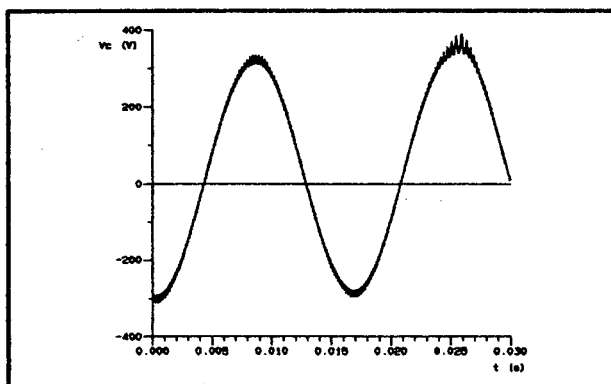
Figura 2.12 - Simulação do inversor convencional com carga Não-linear:
 (a) tensão de saída (b) corrente no capacitor (c) corrente no indutor de filtragem (d) corrente na carga.

A Figura 2.12 mostra os resultados com carga não-linear onde é incluída a corrente de carga I_0 .

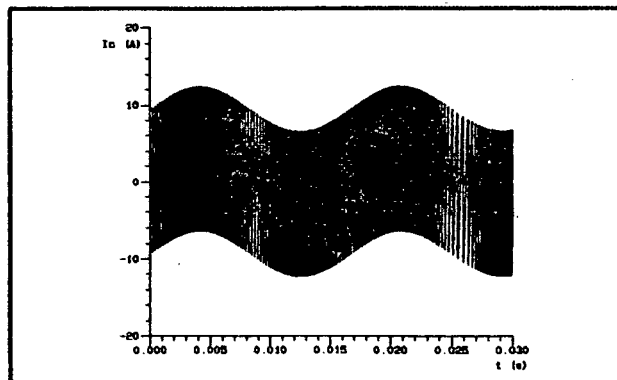
Em ambos os casos pode-se observar que a tensão de saída é uma senóide sem distorção e com a amplitude desejada. No caso da carga não-linear pode-se observar que os picos de corrente de carga passam inteiramente pelo indutor de filtragem.

A técnica de controle empregada se mostra satisfatória.

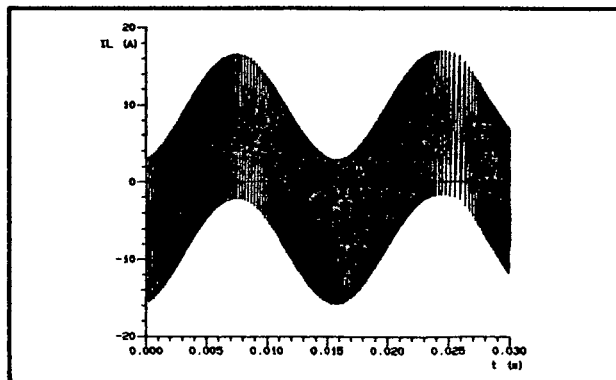
Nas Figuras 2.13 e 2.14 são mostrados os resultados para o inversor com as chaves operando na configuração de tiristor-dual, com carga linear e não-linear, respectivamente.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.13 - Simulação do inversor com chaves como Tiristor-Dual com carga linear: (a) tensão de saída (b) corrente no capacitor (c) corrente no indutor de filtragem.

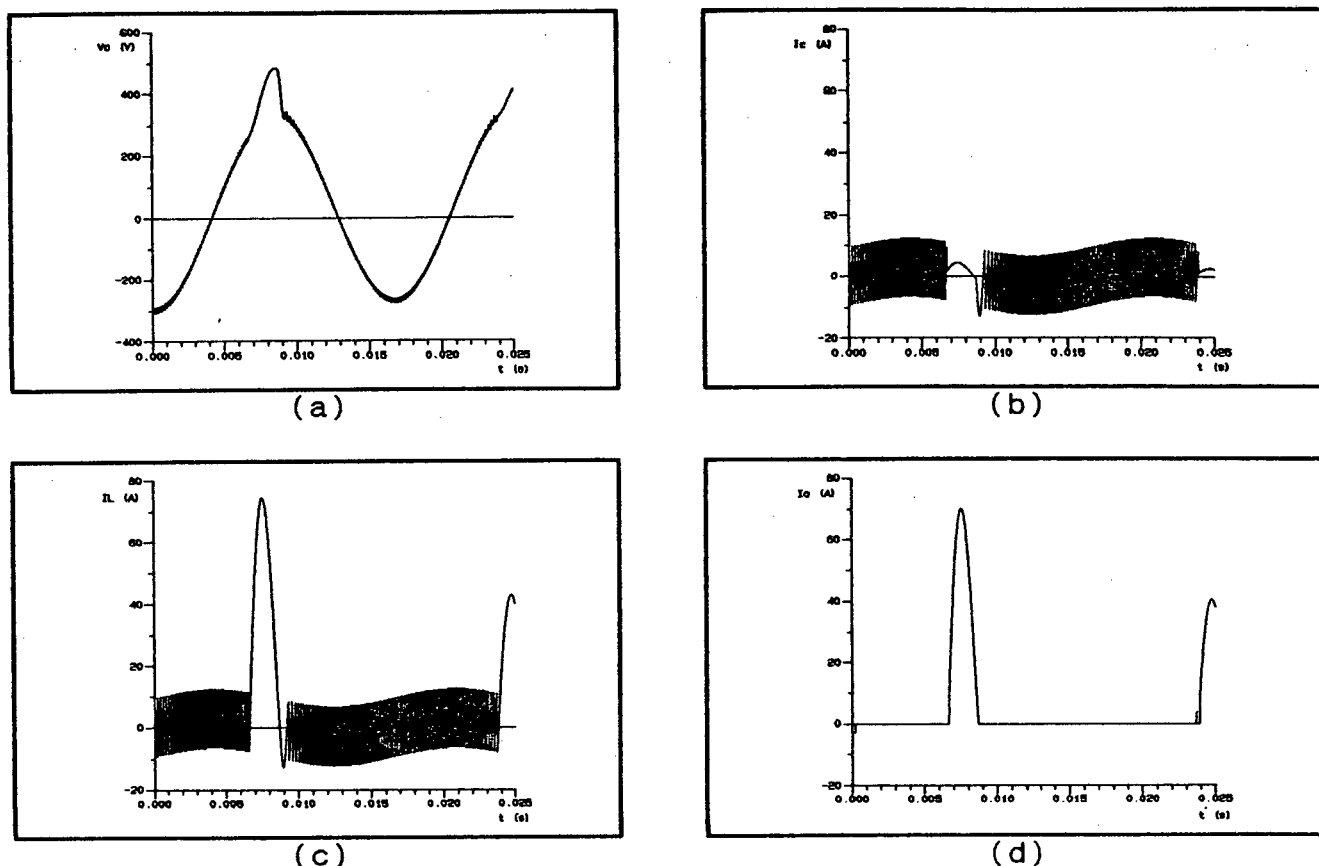


Figura 2.14 - Simulação do inversor com chaves como Tiristor-Dual com carga não-linear: (a) tensão na saída (b) corrente no capacitor (c) corrente no indutor de filtragem (d) corrente na carga.

Pode-se observar que a tensão de saída começa a adquirir uma componente contínua; isto é mais crítico na operação com carga não-linear: No instante do pico da corrente de carga, quase toda a corrente fornecida pelo inversor vai para a carga devido à mínima influência do indutor na fundamental da tensão de saída e ao valor pequeno do capacitor de filtragem do inversor (em relação ao capacitor de carga). Neste intervalo, a corrente que circula no capacitor de filtragem é mínima, demorando assim em atingir um dos limites impostos pela histerese (grande). Existe então uma transferência excessiva de energia para a carga com o consequente aumento excessivo da tensão de saída. Assim, o funcionamento do conversor é anormal; os picos de corrente fornecidos à carga não-

linear são de valor excessivo e podem ser destrutivos para as chaves.

Quando a corrente I_c atinge o limite de histerese, a tensão de saída já está com uma componente contínua que se acumula em cada pico da corrente de carga. Quando esta componente contínua for igual à tensão do barramento DC, a corrente I_c será igual a zero e o controle deixará de atuar.

Este problema é resolvido com a adição de uma malha auxiliar de tensão no sistema de controle.

2.7 CONCLUSÕES

É apresentada a estrutura do inversor a ser empregado e as suas características básicas de funcionamento.

A operação das chaves no modo de tiristor-dual é estudada e mostra-se simples de implementar no conversor devido à estratégia de controle.

Baseado em testes por simulação, o princípio de funcionamento se mostra satisfatório para um inversor na configuração convencional, onde é requerida uma histerese pequena.

No caso do inversor com as chaves na configuração de tiristor-dual, devido à histerese grande requerida existe problema de componente contínua na tensão de saída, o funcionamento do conversor é anormal, mostrando-se necessária a implementação de uma malha auxiliar de tensão no sistema de controle. Isto é feito no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 3

METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, são estudados critérios para o dimensionamento do conversor.

É incluído um exemplo de projeto para a implementação de um inversor monofásico no qual posteriormente serão verificados as expressões obtidas e o princípio de controle, primeiro por simulação e depois em forma experimental.

3.2 METODOLOGIA DE PROJETO

O estudo analítico do sistema é complexo devido à presença do bloco de histerese que tem característica não-linear. Seria necessário introduzir algumas hipóteses simplificadoras para linearizar o bloco de histerese e para estudar o sistema inteiro como linear. De qualquer forma, o estudo não apresentaria validade geral.

Mais ainda, na presença de cargas não-lineares é difícil estabelecer equacionamentos que relacionem a carga aos elementos do conversor.

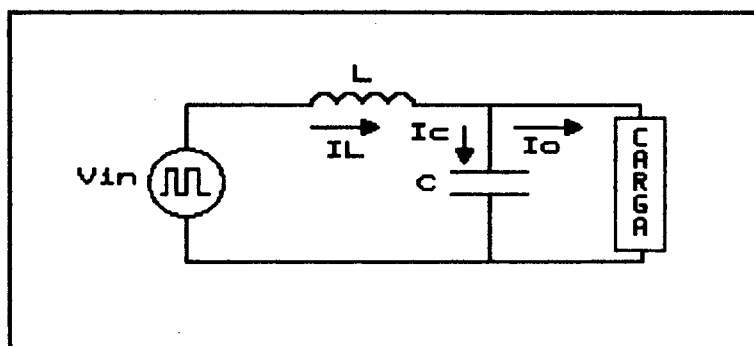


Figura 3.1 - Correntes no filtro LC.

O projeto do conversor é feito baseado em critérios que devem cumprir-se. Estes serão vistos ao longo deste trabalho.

3.2.1 CAPACITOR DE FILTRAGEM (C)

Devido ao fato que a corrente de saída do estágio inversor (corrente do indutor I_L) é a soma fasorial das correntes no capacitor e na carga (Fig. 3.1), é desejável que a corrente do capacitor seja menor que a corrente de carga, evitando assim carregar o sistema, o que levaria a correntes maiores no inversor.

Assim, o valor da corrente I_c é escolhido como sendo igual à metade da corrente de carga:

$$I_c = \frac{1}{2} I_o \quad (3.1)$$

então:

$$X_c = 2R \quad (3.2)$$

$$R = \frac{V_c^2}{P_A} \quad (3.3)$$

$$X_c = \frac{2 V_c^2}{P_A} \quad (3.4)$$

isto leva ao uso de um capacitor de valor menor:

$$C = \frac{1}{2 \pi f_o X_c} \quad \text{ou} \quad C = \frac{P_A}{4 \pi f_o V_c^2} \quad (3.5)$$

onde:

- I_c - corrente eficaz no capacitor (A)
- I_0 - corrente eficaz de carga (A)
- X_c - impedância do capacitor de filtragem (Ω)
- V_c - valor eficaz da tensão de saída do inversor (V)
- R - resistência de carga na saída do inversor (Ω)
- P_A - potência na saída do inversor (VA)
- f_0 - frequência da tensão de saída (Hz)

3.2.2 REFERÊNCIA SENOIDAL DE CORRENTE (I_{ref})

O valor da referência senoidal é calculado em função do valor desejado de tensão na saída.

$$I_{ref_p} = \frac{V_{c_p}}{X_c} = \sqrt{2} V_c 2 \pi f_0 C \quad (3.6)$$

onde:

- I_{ref_p} - valor de pico da referência senoidal de corrente
- V_{c_p} - valor de pico da tensão de saída

3.2.3 BANDA DE HISTERESE (H)

Para um conversor convencional, a escolha da banda de histerese é livre e dependerá dos valores máximos de frequência de chaveamento desejados (ou admissíveis nas chaves).

No caso da operação no modo de tiristor-dual, como foi visto anteriormente, o ripple da corrente do indutor (igual à banda de histerese) deve ser maior que o dobro da corrente de carga. Considerando que a corrente no indutor é a soma instantânea das correntes do capacitor e da carga, obtém-se:

$$\Delta I_L \geq 2(I_{cp} + I_{op}) \quad (3.7)$$

$$\Delta I_L = H \quad (3.8)$$

assim:

$$H = 2(I_{cp} + I_{op}) \quad (3.9)$$

onde:

ΔI_L = ripple da corrente no indutor de filtragem

I_{cp} = valor de pico da fundamental de corrente no capacitor

I_{op} = valor de pico da corrente de carga

3.2.4 TENSÃO NO BARRAMENTO DC (E)

Idealmente, o valor de pico máximo da tensão de saída é limitado ao valor da tensão do barramento DC, e o máximo ganho em tensão do sistema teoricamente é igual a 1.

Devido à não-idealidade dos componentes (perdas), é requerido que a tensão no barramento DC seja maior que o valor de pico da tensão desejada na saída do inversor.

Assim, é adotado:

$$E = 1,3 V_{cp} \quad (3.10)$$

onde:

V_{cp} - valor de pico da tensão de saída

Pode-se usar valores de E menores que 1,3 V_{cp} mas, como será visto a seguir, valores maiores de E implicam em frequências de chaveamento (máxima e mínima) maiores; isto reduz a ondulação

presente na tensão de saída, minimizando assim a influência da ondulação de tensão na distorção harmônica da mesma.

Um fator de 1,3 se mostra suficiente e apropriado, conforme comprovado por simulação e exaustivos ensaios sobre o protótipo implementado.

3.2.5 FREQUÊNCIAS MÁXIMA E MÍNIMA DE CHAVEAMENTO

Como foi visto antes, o valor máximo da frequência de chaveamento ocorre no instante da passagem por zero da tensão de saída e o valor mínimo no instante do pico.

Consideremos a variação de corrente no indutor de filtragem num período de chaveamento (Fig 3.2):

$$L \frac{di_L}{dt} = v_L \quad (3.11)$$

$$L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = v_L \quad (3.12)$$

$$v_L = V_{in} - v_c \quad (3.13)$$

assim:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_{in} - v_c}{L} \quad (3.14)$$

onde:

v_L = tensão no indutor

Δt = intervalo de tempo considerado

V_{in} = tensão na entrada do filtro

v_c = valor instantâneo da tensão de saída

L = indutor de filtragem

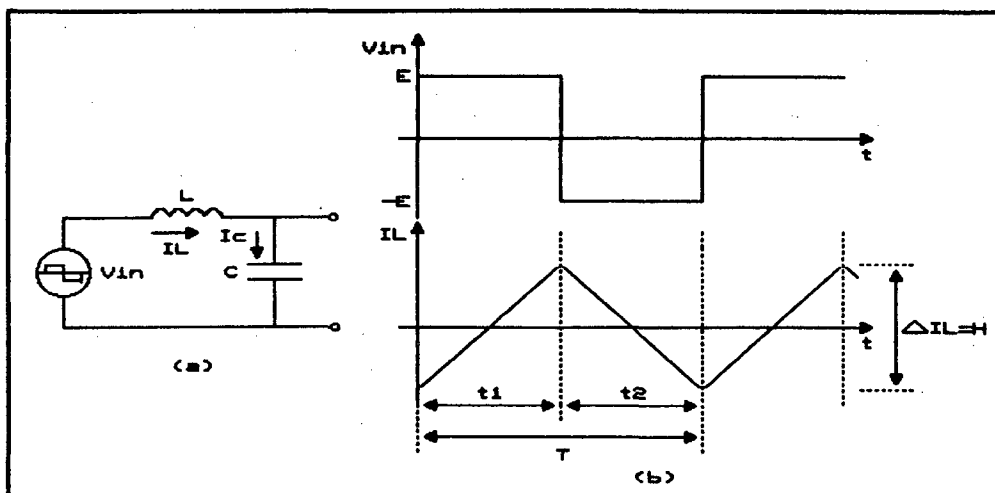


Figura 3.2 - Variação da corrente no indutor de filtragem num período de chaveamento.

Quando $v_c = 0$ ($f_s = f_{s\max}$) :

$$V_{in} = E = v_L ; \Delta t = t_1 ; \Delta I_L = H \quad (3.15)$$

$$\text{com base em (3.14): } \frac{H}{t_1} = \frac{E}{L} \quad (3.16)$$

$$t_1 = \frac{HL}{E} \quad (3.17)$$

neste caso, $t_1 = t_2$

$$f_{s\max} = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{2t_1} \quad (3.18)$$

assim:

$$f_{s\max} = \frac{E}{2HL} \quad (3.19)$$

Consideremos agora o instante no qual a tensão de saída está no pico:

$$v_c = \sqrt{2} V_c \quad (3.20)$$

Intervalo $\Delta t = t_1$:

$$v_L = E - \sqrt{2} V_c \quad (3.21)$$

$$\Delta I_L = H \quad (3.22)$$

$$\frac{H}{t_1} = \frac{E - \sqrt{2} V_c}{L} \quad (3.23)$$

$$t_1 = \frac{LH}{E - \sqrt{2} V_c} \quad (3.24)$$

Intervalo $\Delta t = t_2$:

$$v_L = -E - \sqrt{2} V_c \quad (3.25)$$

$$\Delta I_L = H \quad (\text{com derivada negativa}) \quad (3.26)$$

$$\frac{-H}{t_2} = \frac{-E - \sqrt{2} V_c}{L} \quad (3.27)$$

$$t_2 = \frac{-HL}{-(E + \sqrt{2} V_c)} = \frac{HL}{E + \sqrt{2} V_c} \quad (3.28)$$

assim:

$$f_{sMIN} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{LH}{E - \sqrt{2}V_c} + \frac{LH}{E + \sqrt{2}V_c}} \quad (3.29)$$

simplificando:

$$f_{sMIN} = \frac{E^2 - 2V_c^2}{2LHE} \quad (3.30)$$

A razão cíclica é definida em função dos tempos t_1 e t_2 como:

$$D = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad (3.31)$$

Assim, pode-se ver que a máxima frequência de chaveamento acontece para $D = 0,5$, uma vez que $t_1 = t_2$, como já mostrado.

A Figura 3.3 mostra a variação de frequência de chaveamento em função da razão cíclica para um valor fixo de L e H . Na Figura 3.4 pode-se ver a variação dos tempos t_1 e t_2 em função da razão cíclica, dados pela expressão (3.31).

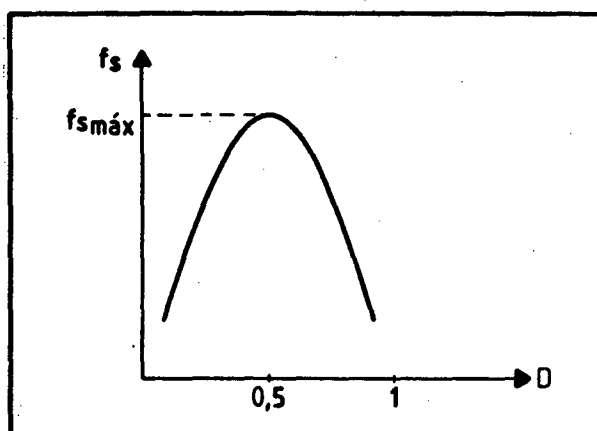


Figura 3.3 - Frequência de chaveamento em função da razão cíclica.

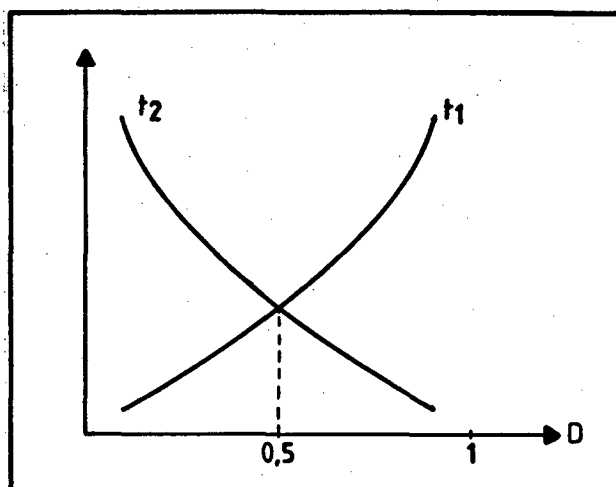


Figura 3.4 - Tempos de condução t_1 e t_2 em função da razão cíclica.

É importante notar que cada tempo de condução t_1 e t_2 é a soma dos tempos de condução do MOSFET e do seu diodo em antiparalelo respectivo.

3.2.6 ONDULAÇÕES MÁXIMA E MÍNIMA DA TENSÃO DE SAÍDA.

Como foi visto no capítulo anterior, a tensão de saída do conversor apresenta ondulação variável.

A máxima ondulação acontece no pico da tensão de saída, quando a frequência de chaveamento é mínima. A mínima ondulação se dará no instante da passagem por zero da tensão de saída, com a frequência de chaveamento no seu valor máximo.

Seja a corrente no capacitor de filtragem num período de chaveamento (Fig. 3.5) :

$$i_c = \frac{dQ}{dt} \quad \therefore \quad \Delta I_c = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \quad (3.32)$$

$$\Delta V_c = \frac{\Delta Q}{C} \quad (3.33)$$

onde:

ΔQ - carga que o capacitor recebe durante o intervalo Δt

ΔV_c - ondulação na tensão do capacitor

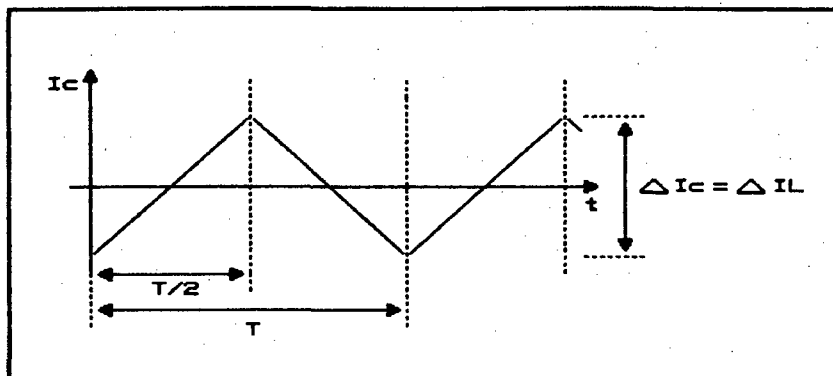


Figura 3.5 - Variação da corrente no capacitor de filtragem num período de chaveamento.

Considerando a soma das áreas sob a curva na Figura 3.5, no intervalo $(0, T)$:

$$\Delta Q = 2 \times \left(\frac{1}{2} \times \frac{T}{2} \times \frac{\Delta I_c}{2} \right) = \frac{\Delta I_c T}{4} \quad (3.34)$$

$$\Delta V_c = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta I_c}{4f_s C} \quad (3.35)$$

Levando em conta que toda a componente alternada (em alta frequência) da corrente do indutor passa pelo capacitor de filtragem:

$$\Delta I_c = \Delta I_L = H \quad (3.36)$$

então,

$$\Delta V_c = \frac{H}{4f_s C} \quad (3.37)$$

Quando $f_s = f_{s\min}$:

$$\Delta I_c = H = \frac{E^2 - 2V_c^2}{2LEf_{s\min}} \quad (3.38)$$

assim:

$$\Delta V_{c\max} = \frac{H}{4f_{s\min} C} \quad \text{OU} \quad \Delta V_{c\max} = \frac{E^2 - 2V_c^2}{8LEf_{s\min}^2 C} \quad (3.39)$$

Quando $f_s = f_{s\max}$:

$$\Delta I_c = H = \frac{E}{2Lf_{s\max}} \quad (3.40)$$

$$\Delta V_{c\min} = \frac{H}{4f_{s\max} C} \quad \text{OU} \quad \Delta V_{c\min} = \frac{E}{8Lf_{s\max}^2 C} \quad (3.41)$$

Nas expressões obtidas pode-se observar a influência de cada um dos parâmetros do conversor na ondulação da tensão de saída.

Quanto maiores as frequências máxima e mínima de chaveamento, menor será a ondulação na tensão.

Para minimizar a influência da ondulação da tensão de saída na distorção harmônica da mesma, é adequado que a ondulação máxima não seja maior que 10% do valor eficaz, conforme foi verificado por

simulação e experimentalmente.

3.2.7 INDUTOR DE FILTRAGEM

O ripple da corrente do indutor é mantido constante pelo sistema de controle, garantindo que a corrente seja reversível para o máximo valor da corrente de carga.

A escolha do indutor depende da limitação dos valores máximos de frequência de chaveamento e ondulação na tensão de saída.

Considerando a máxima frequência de chaveamento:

$$L = \frac{E}{2Hf_{s_{MAX}}} \quad (3.42)$$

O valor máximo de frequência estará limitado pelos tempos de comutação das chaves.

Por outro lado, o valor do indutor pode ser determinado em função das exigências da máxima ondulação na tensão de saída.

$$\Delta V_{c_{MAX}} = \frac{H}{4f_{s_{MIN}}C} \quad (3.43)$$

$$f_{s_{MIN}} = \frac{E^2 - 2V_c^2}{2LHE} \quad (3.44)$$

Por manipulação das expressões anteriores e resolvendo para L obtem-se:

$$L = \frac{2\Delta V_{c_{MAX}} (E^2 - 2V_c^2) C}{EH^2} \quad (3.45)$$

Uma vez projetado o filtro, deve verificar-se se a sua frequência de ressonância é menor que a frequência mínima de chaveamento.

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} < f_{s_{MIN}} \quad (3.46)$$

3.2.8 INTERRUPTORES

A escolha das chaves é feita levando em conta a corrente I_L , a tensão E , e a menor resistência drain-source possível para minimizar as perdas por condução.

3.3 PROJETO DE UM PROTÓTIPO

Para verificar as expressões obtidas e o princípio de controle primeiro por simulação, e posteriormente em forma experimental, é realizado o projeto de um inversor monofásico para as seguintes especificações:

- Tensão eficaz de saída desejada, $V_o = 110 \text{ V}$
- Potência de saída do inversor, $P_A = 300 \text{ VA}$
- Frequência da tensão de saída, $f_o = 60 \text{ Hz}$.

Capacitor de filtragem:

$$X_c = 2 \frac{V_c^2}{P_A} = \frac{2 \times 110^2}{300} = 80,667 \Omega$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 60 \times 80,667} = 32,88 \mu F$$

será usado: $C=30 \text{ uF}$

Referência senoidal de corrente:

$$I_{ref_p} = \sqrt{2} V_c 2 \pi f_o C$$

$$I_{ref_p} = \sqrt{2} \times 110 \times 2 \times \pi \times 60 \times 30 \times 10^{-6} = 1,759 A$$

será usado: $I_{ref_p} = 1,76 A$

Banda de Histerese:

$$I_{c_p} = I_{ref_p} = 1,76 A$$

$$I_{o_p} = \frac{\sqrt{2} P_A}{V_o} = \frac{\sqrt{2} \times 300}{110} = 3,857 A$$

$$H = 2 \times (1,76 + 3,857) = 11,23 A$$

$$H = 11,2 A$$

Tensão do Barramento DC:

$$E = 1,3 \times \sqrt{2} V_c$$

$$E = 1,3 \times \sqrt{2} \times 110 = 202,23 V$$

assim: $E = 200 V$

Indutor de Filtragem:

A máxima frequência de chaveamento é arbitrariamente escolhida como sendo 20 KHz, assim:

$$L = \frac{E}{2Hf_{s_{MAX}}} = \frac{200}{2 \times 11,2 \times 20 \times 10^3}$$

$$L = 446,42 \mu s$$

será usado: $L=440 \mu H$

O pico da componente fundamental da corrente no indutor será:

$$I_{L_p} = \sqrt{I_{c_p}^2 + I_{o_p}^2} \quad (3.48)$$

$$I_{L_p} = \sqrt{1,76^2 + 1,857^2} = 4,24 \text{ A}$$

O seu valor eficaz:

$$I_L = \frac{I_{L_p}}{\sqrt{2}} = 3A$$

I_{L_p} - valor de pico da fundamental da corrente no indutor

I_L - valor eficaz

Frequências de chaveamento e tempos de condução:

Quando $v_c = 0$:

$$t1=t2=\frac{HL}{E}$$

$$t1=t2=\frac{11,2 \times 440 \times 10^{-6}}{200} = 24,6 \mu s$$

Recalculando o valor da frequência máxima de chaveamento:

$$f_{s_{MAX}} = \frac{E}{2HL}$$

$$f_{s_{MAX}} = \frac{200}{2 \times 11,2 \times 440 \times 10^{-6}} = 20292 \text{ Hz}$$

Quando $v_c = V_{c_p}$:

$$t1 = \frac{LH}{E - \sqrt{2} V_c} = \frac{440 \times 10^{-6} \times 11,2}{200 - \sqrt{2} \times 110} = 110,9 \mu s$$

$$t2 = \frac{LH}{E + \sqrt{2} V_c} = \frac{440 \times 10^{-6} \times 11,2}{200 + \sqrt{2} \times 110} = 13,86 \mu s$$

A frequência mínima de chaveamento:

$$f_{s_{MIN}} = \frac{E^2 - 2V_c^2}{2LHE}$$

$$f_{s_{MIN}} = \frac{200^2 - 2 \times 110^2}{2 \times 440 \times 10^{-6} \times 11,2 \times 200} = 8015 \text{ Hz}$$

Ondulação máxima e mínima na tensão de saída:

A ondulação máxima da tensão de saída, para o valor de indutor de filtragem calculado é:

$$\Delta V_{C_{MAX}} = \frac{11,2}{4 \times 8015 \times 30 \times 10^{-6}} = 11,64 \text{ V}$$

O ondulação máxima obtida está próxima de 10% do valor da tensão de saída, assim, o valor de indutor calculado pode ser usado. Caso contrário, deve ser recalculado o indutor de filtragem em função da ondulação.

A ondulação mínima da tensão de saída é:

$$\Delta V_{C_{MIN}} = \frac{11,2}{4 \times 20292 \times 30 \times 10^{-6}} = 4,6 \text{ V}$$

Frequência de ressonância do filtro:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{440 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^{-6}}} = 1385,26 \text{ Hz}$$

Verifica-se que a frequência de ressonância do filtro é menor que a frequência mínima de chaveamento.

Interruptores:

Como chave será empregado o MOSFET IRF740 da Motorola, com as seguintes características principais [11]:

- Tensão Drain-Source máxima: 400 V
- Corrente de Drain: 10 A (contínua)
40 A (pulsada)
- Resistência de condução: 0,55 Ω (a 25°C)

A Figura 3.6 mostra o diagrama do estágio de potência do inversor projetado.

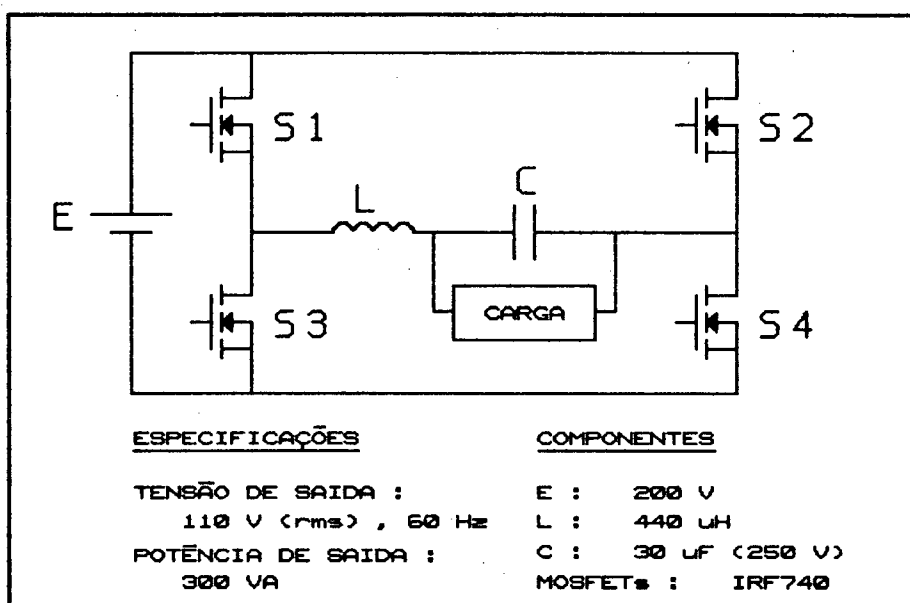


Figura 3.6 - Estágio de potência do conversor projetado.

3.4 CONCLUSÕES.

Neste capítulo foi estabelecido um procedimento para o dimensionamento dos componentes do conversor.

O estudo detalhado da estrutura é complexo e não apresenta validade geral devido às não-linearidades do bloco de histerese e da

carga (não-linear).

Assim, o dimensionamento é feito baseado em critérios que devem ser cumpridos. Os principais critérios são evitar carregar o inversor e manter a máxima ondulação na tensão de saída menor que 10% do valor eficaz da mesma, minimizando assim a influência da ondulação na distorção.

São definidas expressões que relacionam a corrente do capacitor de filtragem à corrente de carga e o valor da tensão do barramento DC ao valor de pico da tensão de saída. Para isto, é usada a experiência adquirida através de simulações e ensaios experimentais, onde foi estudada a influência dos parâmetros do conversor no desempenho do mesmo.

Da análise do funcionamento do conversor, são obtidas as expressões da referência senoidal de corrente, banda de histerese e frequências máxima e mínima de chaveamento.

O dimensionamento é o mesmo para um inversor convencional ou um inversor com as chaves operando como tiristor-dual; com exceção da escolha da histerese, que no primeiro caso é livre e no segundo caso é função do valor da corrente máxima de carga.

Finalmente, é incluído um exemplo de projeto para um inversor, com as suas chaves operando como tiristor-dual, no qual serão feitos testes posteriormente.

CAPÍTULO 4

CIRCUITO DE CONTROLE

4.1 INTRODUÇÃO

No presente capítulo desenvolve-se o método de controle a ser implementado no inversor proposto, assim como a sua implementação no inversor com chaves operando como tiristor-dual projetado no capítulo anterior.

4.2 SISTEMA REGULADOR DE CORRENTE

Como já foi visto anteriormente, o princípio de controle está baseado na imposição de uma corrente senoidal no capacitor de filtragem. Para isto, é realizado o controle por histerese da corrente, que consiste em manter variando a corrente no capacitor de filtragem entre dois limites (superior e inferior) simétricos a uma referência senoidal de corrente.

Impondo uma corrente senoidal no capacitor de filtragem, a tensão nele será também senoidal independentemente do tipo de carga.

O sistema consta de duas malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, como mostra a Figura 4.1.

4.2.1 MALHA DE CORRENTE

Constitui a malha principal. A corrente que circula pelo capacitor, retirada de um sensor de corrente por efeito Hall, é continuamente comparada com uma referência senoidal de corrente I_{ref} cuja magnitude é dada pelo valor desejado de tensão na saída. O erro é introduzido num regulador proporcional cuja saída vai a um comparador com histerese que atua quando a corrente I_c ultrapassar os

valores aceitáveis de I_{sup} e I_{inf} .

O sinal de saída do bloco de histerese é aplicado no circuito de comando o qual será visto mais adiante.

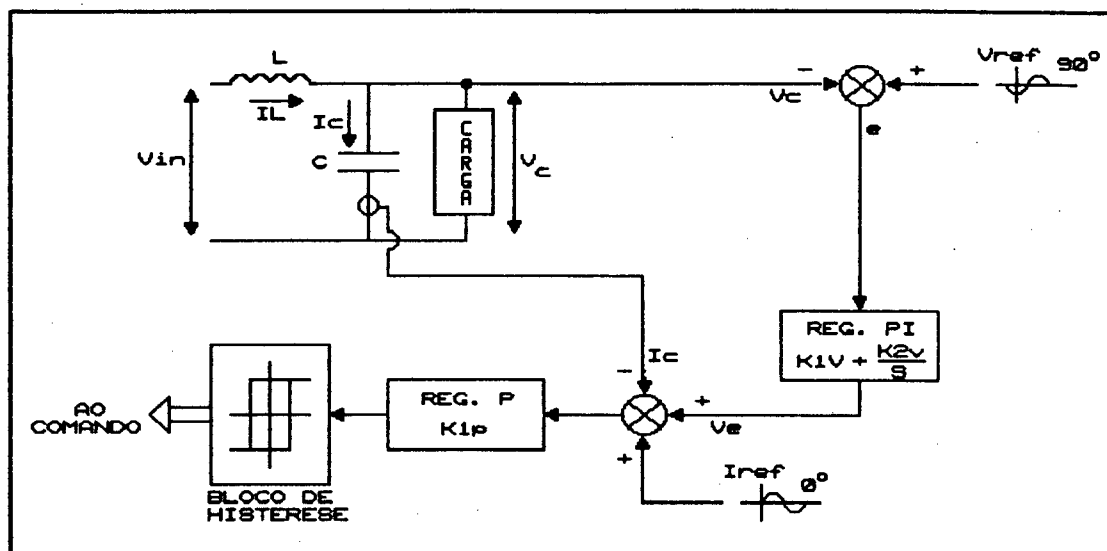


Figura 4.1 - Diagrama básico do sistema de controle.

4.2.2 MALHA DE TENSÃO

A fim de se ter uma regulação adequada da tensão de saída, melhorar a dinâmica do sistema e compensar imperfeições de implementação, uma malha adicional de tensão é tipicamente requerida [12]. Além disso, para a operação das chaves do inversor como tiristor-dual, a implementação de uma malha auxiliar de tensão é necessária (como foi visto no capítulo 2).

A tensão de saída V_c , continuamente monitorada por um divisor resistivo, é comparada a uma referência senoidal de tensão (defasada de 90° da referência de corrente) e o erro é introduzido num regulador proporcional-integral (PI).

A saída do regulador é somada à referência de corrente como mostra a Figura 4.1.

Em regime permanente, a malha de tensão terá influência mínima devido à relação entre corrente e tensão no capacitor, mas durante

variações de carga é utilizada para melhorar a resposta transitória do sistema.

Como vantagens e desvantagens do método de controle temos:

VANTAGENS :

- O sistema de controle é de simples implementação.
- Leva a dimensões de filtro reduzidas (volume e custo).
- O conversor vai apresentar uma tensão de saída senoidal independentemente da natureza da carga.
- A implementação de uma malha externa de tensão, juntamente com a malha de corrente, permite ao conversor uma boa resposta dinâmica às variações de carga (melhor que a dos sistemas convencionais).
- Em regime permanente, o fato de poder especificar a banda de histerese permite especificar o ripple de corrente, e o ripple na tensão de saída imposto pelo controle é mínimo.
- Com a estratégia de controle empregada, o funcionamento no modo de tiristor-dual nas chaves do inversor torna-se simples de realizar.
- Na etapa do projeto do inversor, a determinação da corrente nas chaves é simples.

DESVANTAGENS :

- Para a obtenção de tensão de saída senoidal é requerido um maior número de pulsos por período em comparação a um controle PWM convencional.
- Valores de histerese pequenos podem levar a frequências de chaveamento muito elevadas provocando Stress nas chaves, o que pode comprometer a eficiência do sistema.

4.3 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE.

4.3.1 SENSORIAMENTO DE CORRENTE

Para monitorar continuamente a corrente do capacitor de filtragem será empregado um transdutor de corrente por efeito Hall.

Este transdutor permite reproduzir uma imagem fiel e precisa de correntes sob a forma de uma tensão compatível com o circuito eletrônico de controle.

A presença de um elemento sensível ao efeito Hall permite-nos a visualização não só de correntes alternadas mas também de correntes contínuas, ou uma combinação destas, tendo-se a possibilidade de se contar com um isolamento galvânico entre o circuito de potência e o estágio de entrada do circuito de controle.

Este transdutor é independente das variações das condições do meio que o circundam, tais como: temperatura, umidade, campos magnéticos e vibrações ou choques mecânicos.

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO TRANSDUTOR

O transdutor consta basicamente de um enrolamento secundário de núcleo toroidal, envolvendo uma barra ou um cabo (primário) por onde circula a corrente I a ser medida. O núcleo toroidal tem um entreferro onde vai inserida uma pastilha de material semicondutor (sensor Hall) sensível ao efeito Hall (Fig 4.2) munida de dois terminais de medida b_1 e b_2 .

A corrente I cria dentro do entreferro um campo magnético B , que é diretamente proporcional à corrente

$$B = K_1 I \quad (4.1)$$

Uma fonte de tensão, faz circular uma corrente constante de polarização i na pastilha. Nos terminais de medida da pastilha aparecerá uma tensão chamada tensão por efeito Hall V_H que na ausência de campo magnético terá valor nulo. Ao estar a pastilha posicionada no toróide de forma tal que a linhas de fluxo do campo magnético produzido pela corrente I incidam nela ortogonalmente, a tensão V_H será diretamente proporcional à intensidade do campo magnético B , consequentemente proporcional à corrente I .

$$V_H = K_2 B = K_2 K_1 I \quad (4.2)$$

$$V_H = K I \quad (4.3)$$

Esta pequena tensão, que é o sinal útil, é amplificada por um amplificador de grande ganho, que controla a corrente que circula pelo secundário. Esta corrente cria um campo magnético no sentido de anular o campo criado no primário. A corrente do secundário é imagem fiel da corrente do primário (a menos da relação de transformação).

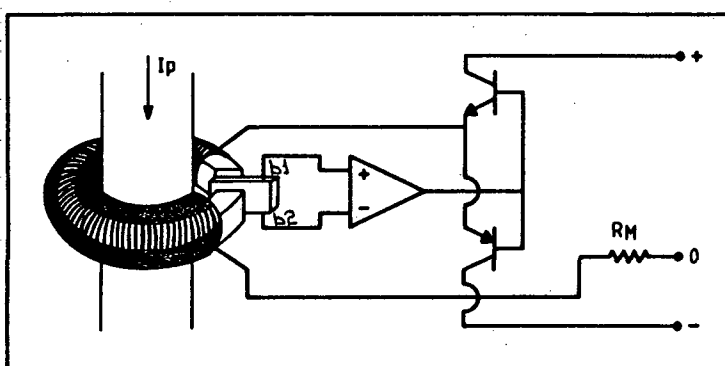


Figura 4.2 - Esquema do Sensor Hall

Em função do valor desejado de tensão de medição V_{R_m} para a corrente a ser monitorada, é escolhido o valor da resistência de medição R_m , cujo valor escolhido deve satisfazer a equação :

$$I_p \left(\frac{N_p}{N_s} \right) (R_i + R_m) \leq U_{alim} \quad (4.4)$$

fornecida pelo fabricante, onde:

I_p : valor pico da corrente a ser monitorada

N_p/N_s : Relação de transformação do sensor

R_i : Resistência interna do sensor

R_m : Resistência de medição

$U_{alim.}$: Tensão de alimentação do sensor.

ESCOLHA DO VALOR DE R_m

O sensor utilizado será o sensor Hall LEM - LA 50P que tem como características principais [13] :

Corrente nominal I_N : 50 A ef.

Faixa de Medição : 0 a ± 70 A (Alim. + e - 15 V)

Relação de transformação (N_p/N_s) : 1:1000

Resistência interna R_i : 90 Ω

Alimentação : +15 V e -15 V ($\pm 5\%$)

Valor mínimo recomendado para a resistência de medição R_m : 100 Ω

A corrente senoidal que se deseja impor no capacitor de filtragem tem uma amplitude de 1,76 A . A referência senoidal para a malha interna de corrente terá uma amplitude de 1 V, pelo qual 1,76 A no capacitor de filtragem devem representar uma tensão de saída V_{Rm} igual a 1 V no sensor Hall.

Devido ao fato de que será feita a medição de correntes nominais menores que 50 A (I_N do transdutor), serão enroladas três espiras no primário, reduzindo-se assim a relação de transformação do transdutor de 1:1000 a 3:1000 , isto vai melhorar a precisão na medição.

$$V_{Rm} = R_m I \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \quad (4.5)$$

$$R_m = \frac{V_{Rm} N_s}{I N_p} \quad (4.6)$$

$$R_m = \frac{1 \times 1000}{1,76 \times 3} = 189,4 \, \Omega$$

será utilizado: $R_m = 180 \, \Omega$

é testado se o valor escolhido cumpre a condição:

$$I_p = 1,76 + \frac{H}{2} = 1,76 + \frac{11,2}{2} = 7,36 \text{ A}$$

H = banda de histerese = 11,2 A

$N_p/N_s = 3/1000$

$R_i = 90 \Omega$

$R_m = 180 \Omega$

$U_{\text{alim}} = 15 \text{ V}$

$$7,36 \times \frac{3}{1000} \times (90 + 180) \leq 15$$

$$5,96 \leq 15$$

então, o valor escolhido de R_m pode ser usado.

4.3.2 MALHA DE CORRENTE

Está constituída por um comparador-regulador proporcional e o comparador com histerese mostrado na Figura 4.3.

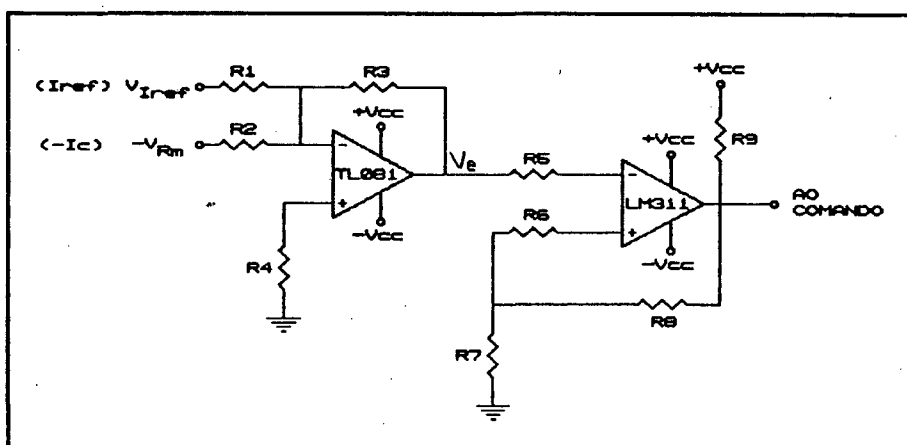


Figura 4.3 - Malha interna de corrente

A tensão V_e representa o erro amplificado. Em função das suas entradas e considerando o amplificador operacional ideal será:

$$V_e = \frac{R3}{R1} V_{I_{ref}} - \frac{R3}{R2} V_{Rm} \quad (4.7)$$

Quando a tensão $V_e = 0$, teremos $I_c = I_{ref}$ e assim podemos obter uma relação de $R1$ e $R2$ em função de $V_{I_{ref}}$ e V_{Rm}

$$0 = \frac{R3}{R1} V_{I_{ref}} - \frac{R3}{R2} V_{Rm} \quad (4.8)$$

$$\frac{R1}{R2} = \frac{V_{I_{ref}}}{V_{Rm}} \quad (4.9)$$

já que o sensor de corrente oferece uma tensão V_{Rm} de alto nível, podemos fazer $V_{I_{ref}} = V_{Rm}$, portanto $R1 = R2$.

Escolhemos $R1 = R2 = 10 \text{ K}\Omega$.

Para um V_{ref} fixo, a tensão de erro V_e é função do incremento de $\Delta I/2$ (Fig. 4.4).

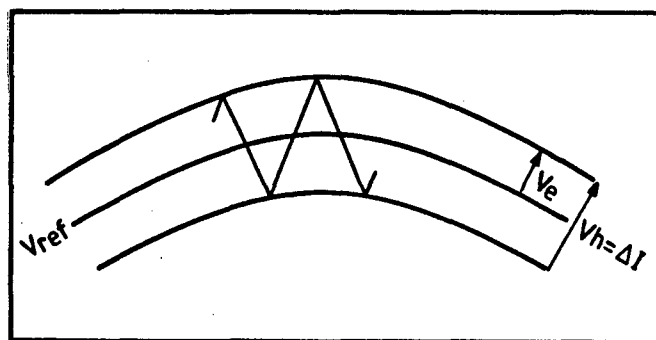


Figura 4.4 - Sinal de erro da corrente I_c

assim:

$$|V_e| = \frac{|V_h|}{2} = \frac{R_3}{R_2} R_m \frac{|\Delta I'|}{2} \quad (4.10)$$

$$\Delta I' = \Delta I \frac{N_p}{N_s} \quad (4.11)$$

$\Delta I'$: variação de corrente no secundário do sensor Hall

$$|V_h| = \frac{R_3}{R_2} R_m |\Delta I| \frac{N_p}{N_s} \quad (4.12)$$

a tensão de saída do sensor Hall:

$$V_{Rm} = R_m \Delta I \frac{N_p}{N_s} \quad (4.13)$$

$$R_3 = \frac{R_2 |V_h|}{V_{Rm}} \quad (4.14)$$

Seja $V_h = 11,2$ V para $\Delta I = 11,2$ A , assim:

$$V_{Rm} = 180 \times 11,2 \times \frac{3}{1000} = 6,048 \text{ V}$$

$$R_3 = \frac{11,2 \times 10000}{6,048} = 18518 \text{ } \Omega$$

será usado: $R_3 = 18 \text{ K}\Omega$.

O cálculo do comparador com histerese é feito do seguinte modo:

$$\frac{|V_h|}{2} = \frac{R7}{R7+R8} V'_{cc} \quad (4.15)$$

$$V'_{cc} = V_{cc} - 1 = 15 - 1 = 14 \text{ V}$$

(tensão de saturação do comparador)

assim:

$$\frac{11,2}{2} = \frac{R7}{R7+R8} \times 14$$

será usado: $R7 = 10 \text{ K}\Omega$

então obtemos: $R8 = 15 \text{ K}\Omega$

A resistência R4 é utilizada para diminuir os efeitos de desvio da tensão de saída do operacional, e será calculada depois do cálculo da malha de tensão.

Para as resistências de entrada do comparador com histerese é escolhido um valor de $10 \text{ K}\Omega$ ($R5 = R6 = 10 \text{ K}\Omega$). Devido a este comparador ter sua saída em coletor aberto, é necessária a resistência R9 que alimenta o seu transistor de saída: $R9 = 1 \text{ K}\Omega$.

4.3.3 MALHA DE TENSÃO.

Serve para melhorar a dinâmica do sistema, compensar imperfeições na implementação e eliminar componentes DC indesejáveis na corrente do capacitor. O circuito implementado consta de um divisor resistivo e um comparador regulador Proporcional-Integral (PI) como é mostrado na Figura 4.5..

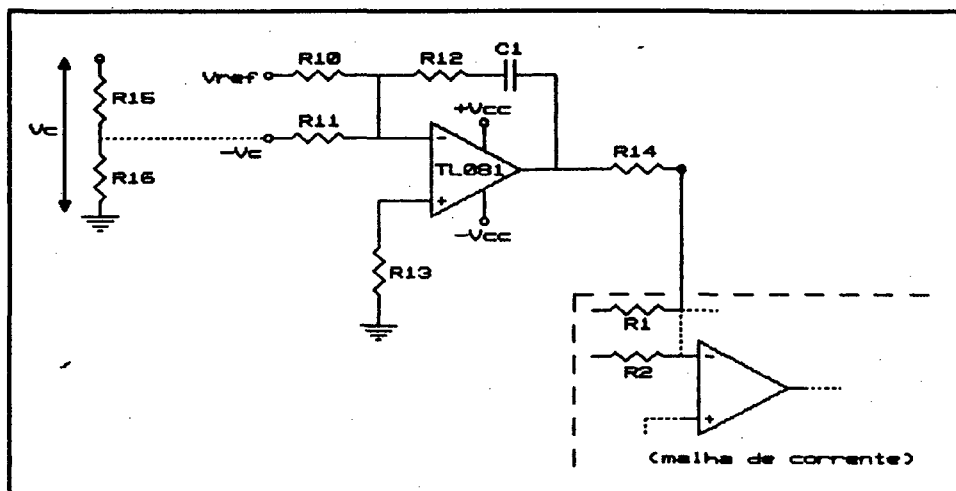


Figura 4.5 - Malha externa de tensão.

DIVISOR RESISTIVO

A tensão de saída V_c , que se quer monitorar tem um valor de pico igual a $1,4142 \times 110$ V. A referência senoidal escolhida para a malha de tensão tem uma amplitude de 3,15 V; pelo qual se deseja converter $1,4142 \times 110$ V na saída do inversor em 3,15 V no divisor resistivo.

Assim:

$$V_{R16} = \frac{\sqrt{2} \times 110 \times R16}{R15 + R16} = 3,15 \text{ V} \quad (4.16)$$

são escolhidos:

$$R16 = 560 \, \Omega \quad R15 = 27 \, \text{K}\Omega$$

COMPARADOR-REGULADOR PI

A função de transferência deste regulador é:

$$F(s) = K_{1v} + \frac{K_{2v}}{s} = \frac{R_{12}}{R_{10}} \left(\frac{s + \frac{1}{R_{12}C_1}}{s} \right) K_v \quad (4.17)$$

onde : K_v é o ganho do divisor resistivo

$$K_v = \frac{3,15}{\sqrt{2} \times 110} \quad (4.18)$$

$$F(s) = K_v \frac{R_{12}}{R_{10}} + \frac{K_v \frac{1}{R_{10} C_1}}{s} \quad (4.19)$$

assim,

o ganho proporcional do regulador PI:

$$K_{1v} = K_v \frac{R_{12}}{R_{10}} \quad (4.20)$$

o ganho integral do regulador PI :

$$K_{2v} = K_v \frac{1}{R_{10} C_1} \quad (4.21)$$

Sendo que, a malha de tensão é uma malha auxiliar adicionada para melhorar a resposta dinâmica do sistema, e ajudar na operação das chaves como tiristor-dual, os ganhos da malha de tensão devem ser muito menores que os ganhos da malha de corrente a fim de que a contribuição da malha de tensão no sinal atuante seja menor em relação àquela da malha de corrente (malha principal).

Será adotado:

$$K_{1v} = 0,1 K_{1r} \quad (4.22)$$

$$K_{2v} = 0,01 f_{s_{MIN}} \quad (4.23)$$

onde:

$$K_{1I} = K_H K_P \quad (4.24)$$

K_{1I} : ganho proporcional da malha de corrente

K_H : ganho do transdutor Hall ($K_H = 1/1.76$)

K_p : ganho do regulador proporcional

($K_p = R_3/R_2 = 18000/10000$)

$f_{s_{min}}$ = frequência mínima de chaveamento

Com as considerações feitas, o controlador PI pode ser calculado:

$$K_{1v} = K_v \frac{R_{12}}{R_{10}} = 0,1 \times \frac{1}{1,76} \times \frac{18000}{10000}$$

De uma forma similar àquela mostrada no cálculo da malha de corrente, os valores de R_{10} , R_{11} e R_{14} são escolhidos para serem iguais a 10 K Ω ($R_{10} = R_{11} = R_{14} = 10 \text{ K}\Omega$)

$$\frac{3,15}{\sqrt{2} \times 110} \times \frac{R_{12}}{10000} = 0,1 \times \frac{1}{1,76} \times \frac{18000}{10000}$$

resolvendo, $R_{12} = 50507 \Omega$

será usado: $R_{12} = 47 \text{ K}\Omega$

O ganho integral,

$$K_{2v} = K_v \frac{1}{R_{10} C_1} = 0,01 f_{s_{min}}$$

como foi calculado anteriormente, $f_{s_{\min}} = 8015 \text{ Hz}$

$$\frac{3,15}{\sqrt{2} \times 110} \times \frac{1}{10000 \times C_1} = 0,01 \times 8015$$

resolvendo, $C_1 = 25,26 \times 10^{-9} \text{ F}$

será usado : $C_1 = 22 \text{ nF}$

A resistência R13, assim como a resistência R4 (da malha de corrente) é utilizada para diminuir os efeitos de desvio da tensão de saída do operacional. O cálculo delas é feito do seguinte modo:

$$R_4 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_{14} \quad (4.25)$$

$$R_4 = 10000 \parallel 10000 \parallel 18000 \parallel 10000 = 2812,5 \, \Omega$$

será usado $R_4 = 2,7 \text{ K}\Omega$

$$R_{13} = R_{10} \parallel R_{11} \parallel R_{12} \quad (4.26)$$

$$R_{13} = 10000 \parallel 10000 \parallel 47000 = 4519 \, \Omega$$

será usado $R_{13} = 4,7 \text{ K}\Omega$

4.3.4 REFERÊNCIAS SENOIDAIS

REFERÊNCIA DA MALHA DE TENSÃO.

Para testar os princípios expostos no protótipo a ser implementado, será usada uma referência de tensão gerada externamente.

A partir da referência da malha de tensão e usando um circuito derivador, será obtida a referência senoidal para a malha interna de corrente.

A amplitude escolhida para a referência de tensão é:

$$V_{refp} = 3,15 \text{ V}$$

REFERÊNCIA DA MALHA DE CORRENTE.

Devido à relação entre tensão e corrente no capacitor de filtragem, as referências das malhas de tensão e corrente devem estar defasadas de 90° , pois:

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (4.27)$$

Assim, se a referência de corrente for $V_{Iref} = V_{Irefp} \sin \omega t$, a referência de tensão será $V_{ref} = -V_{refp} \cos \omega t$ onde as amplitudes escolhidas (arbitrariamente) são:

$$V_{Irefp} = 1 \text{ V} \quad V_{refp} = 3,15 \text{ V}$$

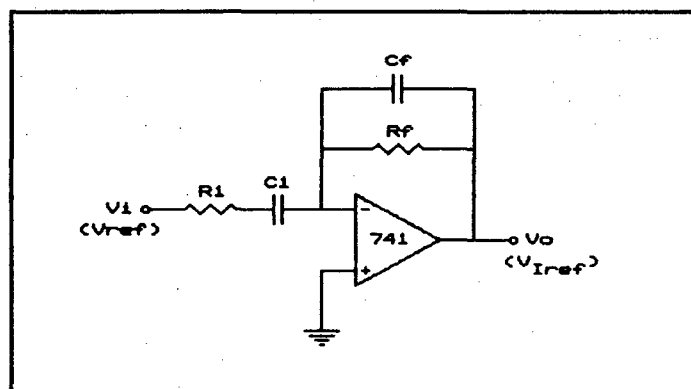


Figura 4.6 - Circuito derivador para obter a referência de corrente.

Seja a referência da malha de tensão $V_{ref} = -3,15 \cos \omega t$. Este sinal será introduzido invertido no circuito derivador da Figura 4.6 para obter a referência senoidal da malha de corrente.

O amplificador operacional usado como derivador é muito sensível ao ruído e em certos casos apresenta instabilidade. Para evitar estes problemas, o cálculo do derivador é realizado baseado no procedimento sugerido na referência [14].

Os valores obtidos são:

$$\begin{aligned} R1 &= 62 \, \Omega & C1 &= 390 \, \text{nF} \\ R_f &= 2200 \, \Omega & C_f &= 2,7 \, \text{nF} \end{aligned}$$

O diagrama completo do circuito de controle é mostrado na Figura 4.7 ; é anexada a relação completa de componentes do circuito.

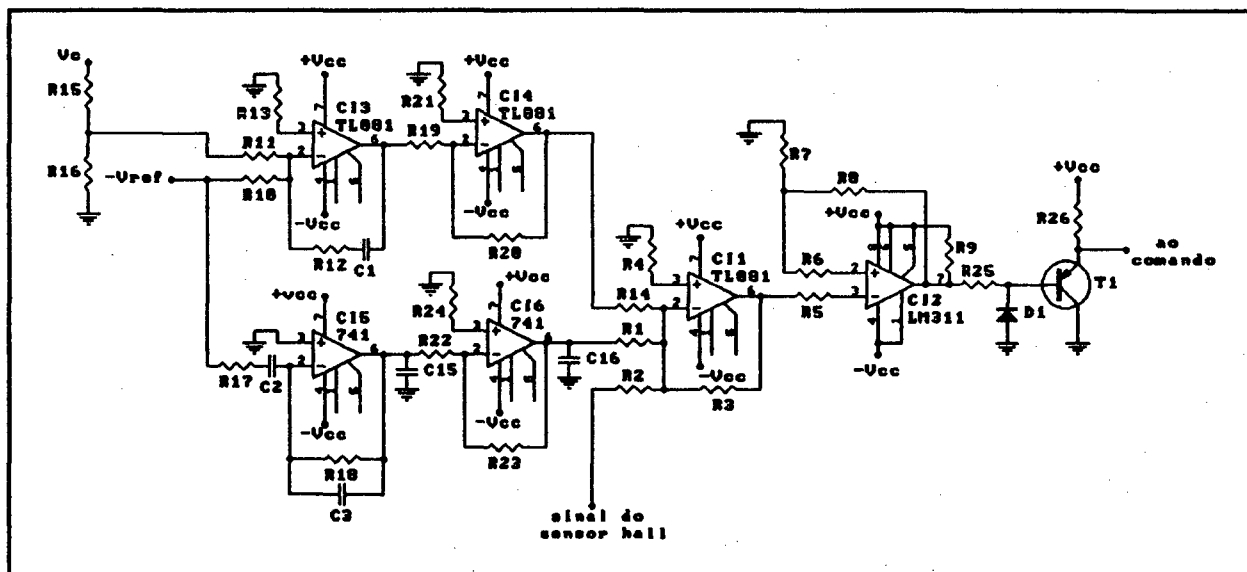


Figura 4.7 - Diagrama do circuito de controle.

VALORES DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE CONTROLE

Resistores:

R1	10 K Ω	R14	10 K Ω
R2	10 K Ω	R15	27 K Ω 1 W
R3	18 K Ω	R16	560 Ω 1 W
R4	2,7 K Ω	R17	62 Ω
R5	10 K Ω	R18	2,2 K Ω
R6	10 K Ω	R19	10 K Ω
R7	10 K Ω	R20	10 K Ω
R8	15 K Ω	R21	4,7 K Ω
R9	1 K Ω 1 W	R22	10 K Ω
R10	10 K Ω	R23	10 K Ω
R11	10 K Ω	R24	4,7 K Ω
R12	47 K Ω	R25	1,8 K Ω
R13	4,7 K Ω	R26	390 Ω

A tolerância nos valores é de $\pm 10\%$. Com exceção de R9, R15, e R16, todos os resistores são para 1/8 W.

Capacitores :

C1	22 nF	C15	120 nF
C2	390 nF	C16	120 nF
C3	2,7 nF		

Todos os capacitores são cerâmicos, com tolerância de $\pm 10\%$.

Circuitos integrados :

CI1, CI3, CI4	-	Amplificador Operacional TL-081
CI5, CI6	-	Amplificador Operacional 741
CI2	-	Comparador de Tensão LM-311

Transistores de sinal:

T1	BC-327
----	--------

Diodos :

D1 1N4148

Tensão de alimentação :

+Vcc +15 V

-Vcc -15 V

Terra:

O terra do circuito de controle está referenciado ao terra da saída.

4.4 CONCLUSÕES

É apresentado o circuito de controle a ser empregado, assim como as expressões para determinar os seus elementos.

Para o controle do conversor são combinadas uma malha de corrente e uma malha de tensão.

A malha interna de corrente é a malha principal de controle e está constituída por um sensor Hall, um regulador proporcional e um comparador com histerese.

A malha externa de tensão, é uma malha auxiliar no controle que além de permitir a operação das chaves no modo de tiristor-dual, vai melhorar a resposta dinâmica do sistema e compensar imperfeições de implementação. Ela está constituída por um divisor resistivo e um regulador proporcional-integral.

A implementação do circuito de controle é de simples realização, sendo que o tamanho do circuito é o mesmo para qualquer potência, variando unicamente as amplitudes das referências empregadas.

CAPÍTULO 5

CIRCUITOS DE COMANDO

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estabelecido o circuito de comando das chaves do inversor, responsável pelo estado de condução ou bloqueio das mesmas, minimizando os tempos de comutação e evitando condução simultânea de chaves num mesmo braço.

Como proteção, no comando é incorporado um circuito que garante a operação das chaves no modo de tiristor-dual com perdas de comutação quase nulas e alta segurança.

5.2 DIAGRAMA DE BLOCOS

O circuito de comando trabalha a partir do sinal lógico proveniente do circuito de controle, e o seu terra está referenciado ao barramento DC.

Como acoplamento entre os circuitos de controle e comando tem-se um isolador ótico que reproduz o sinal lógico do controle no comando e isola ambos os sistemas.

Um circuito gerador de tempo morto recebe o sinal de saída do isolador ótico, e o converte em dois sinais complementares e com um tempo morto entre eles, adequados para o circuito de disparo que envia os pulsos de gate às chaves do inversor.

O diagrama de blocos do circuito de comando está representado na Figura 5.1.

5.3 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO

A seguir, detalham-se os componentes do circuito de comando.

5.3.1 ISOLADOR ÓTICO

Atua como elemento intermediário entre os circuitos de controle e comando; além de ter uma ótima reprodução do sinal lógico de controle, fornece isolamento elétrico entre o circuito de controle, com terra referenciado à saída do inversor e o circuito de comando, com terra referenciado ao barramento DC.

O isolador ótico empregado é o 6N136, que apresenta alta velocidade de resposta e isolamento elevado [15]. A configuração usada é mostrada na Figura 5.2.

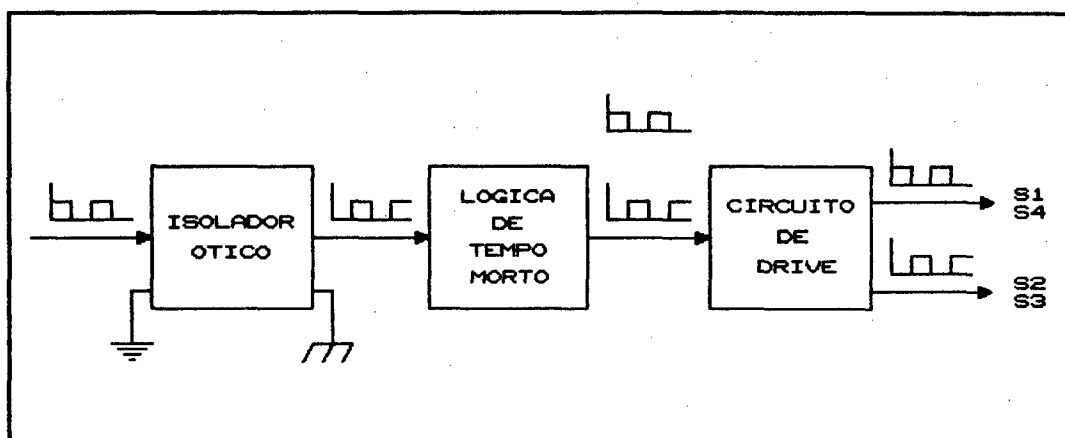


Figura 5.1 - Diagrama de blocos do circuito de comando.

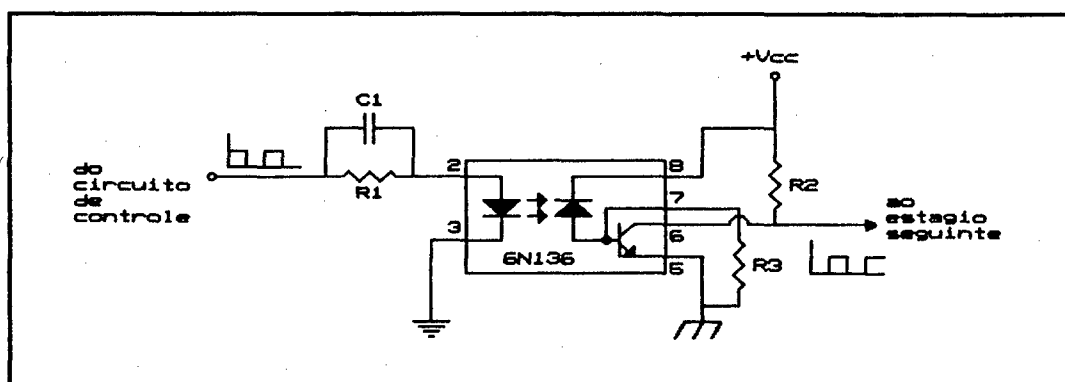


Figura 5.2 - Montagem do isolador ótico.

5.3.2 CIRCUITO DE TEMPO MORTO

Este circuito transforma o sinal de saída do isolador ótico em

dois sinais complementares e com um tempo morto entre eles, adequados para o circuito de drive. O tempo morto entre os sinais é importante para evitar curto-circuitos por condução simultânea das chaves de um mesmo braço. Foi empregado um tempo morto de 500 ns, sendo que as chaves usadas requerem de 50 ns para a comutação.

O circuito gerador do tempo morto está constituído por um Flip-Flop D (CI 4013B), um monoestável (CI 4528) e portas NOR (CI 4001).

A configuração empregada é mostrada na Figura 5.3.

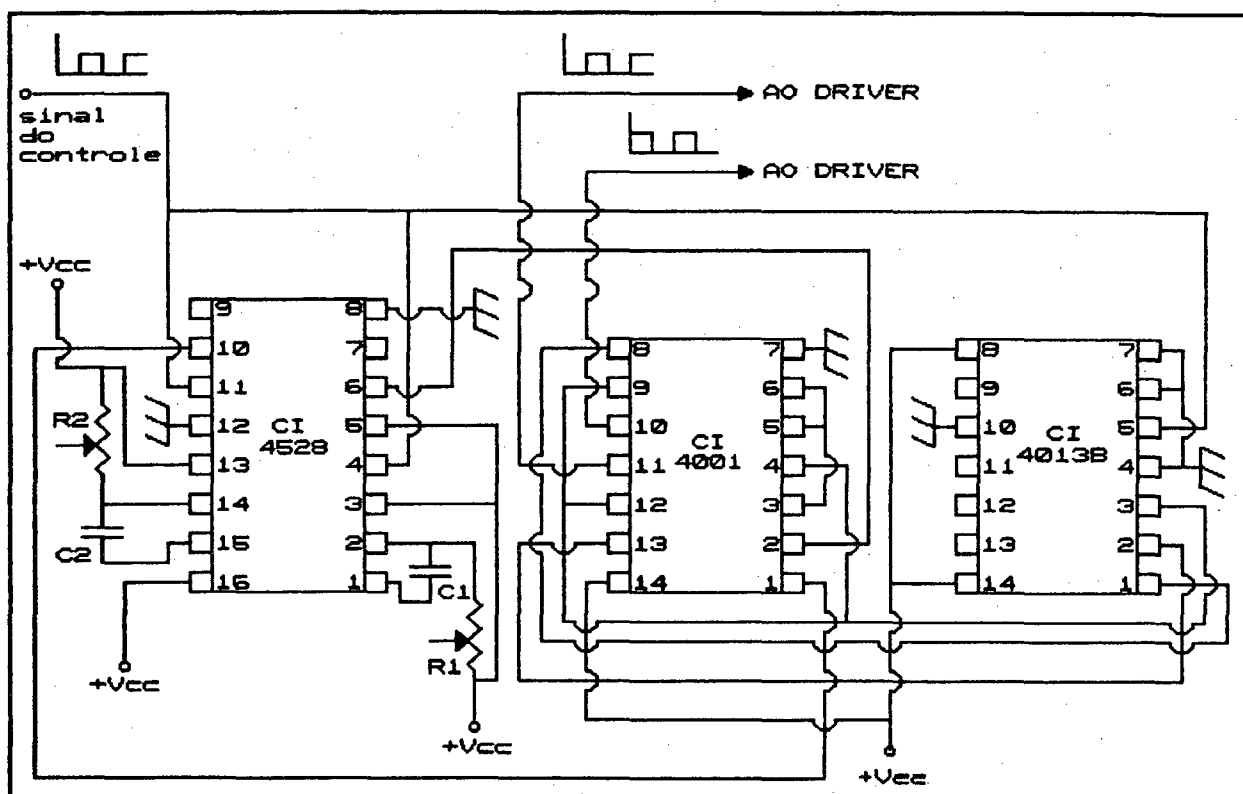


Figura 5.3 - Diagrama do circuito gerador de tempo morto e pulsos complementares.

5.3.3 CIRCUITO DE DISPARO

Os quatro interruptores da ponte (MOSFETs) são acionados por dois Drivers IR2110 da International Rectifier.

Como mostra a Figura 5.4b, o IR2110 é um circuito integrado projetado para comandar dois MOSFETs (ou IGBTs) numa configuração do

tipo Half-Bridge. A sua pinagem é mostrada na Figura 5.4a.

O IR2110 é um integrado relativamente novo, capaz de fornecer até 2 A de corrente de pico por canal de saída [16], o que permite acionar os MOSFETs num tempo mínimo.

Os dois canais de saída HO e LO do IR2110 são independentemente controlados pelos sinais de controle nos seus canais de entrada HIN e LIN, respectivamente. Ambos os canais são desligados toda vez que o pino SD (Shut-Down) estiver em nível alto ou se a tensão de gate ao MOSFET cair abaixo de 8,3 volts, o qual constitui uma proteção contra tensões baixas de gate.

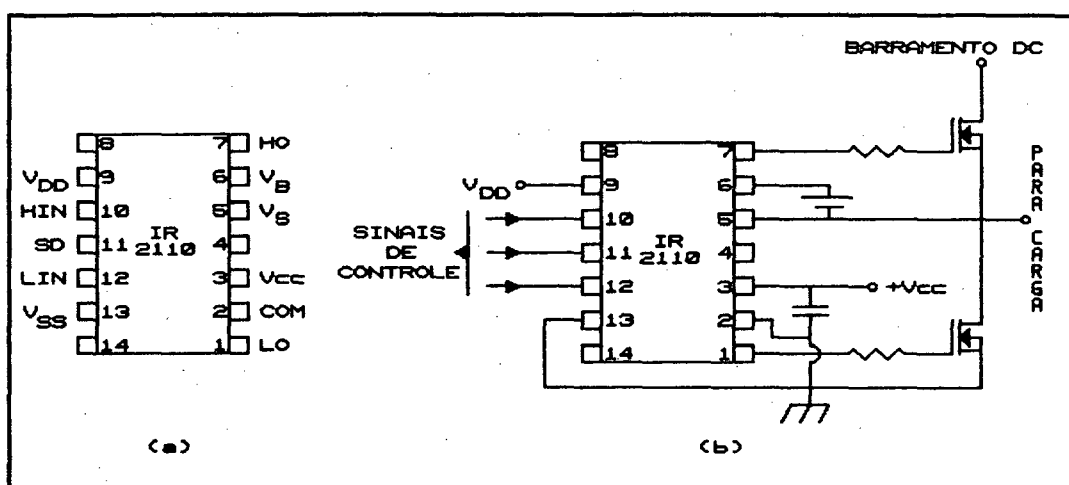


Figura 5.4 - O Driver IR2110: (a)Pinagem. (b)Montagem típica

Ao acionar um MOSFET, a tensão de gate deve estar 10 a 15 V maior que a tensão de drain. No caso da chave superior de um braço, a tensão de gate terá que estar a um potencial maior que o do barramento DC; para isto, o IR2110 usa a técnica de ponto flutuante. A tensão de gate para a chave inferior do braço está referenciada ao terra do barramento, enquanto que a tensão de gate para a chave superior está referenciada ao source da mesma e provém de uma fonte de tensão (flutuante) conectada entre V_B (pino 6) e V_S (pino 5), a qual em certos casos pode ser substituída por um capacitor que se carrega a partir da tensão V_{CC} (pino 3).

Para operar o inversor na forma proposta, a entrada HIN (LIN)

do IR2110 que comanda S1 e S4, é ligada à entrada LIN (HIN) do IR2110 que aciona S2 e S3.

Como proteção para a operação no modo de tiristor-dual da estrutura, entre o gate de cada MOSFET e o IR2110 respectivo, é incorporado o circuito mostrado na Figura 5.5

Este circuito permitirá ao MOSFET entrar em condução unicamente se a sua tensão drain-source for praticamente nula.

O funcionamento está baseado no fato que quando o IR2110 envia o sinal de gate ao MOSFET, o diodo D1 entrará em condução somente se a tensão drain-source for zero (ou próxima de zero, de acordo com a relação entre R1 e R2), acionando-se assim o transistor T1, o que permitirá que o pulso de gate chegue ao MOSFET. Se a tensão drain-source for diferente de zero, o diodo D1 estará polarizado inversamente, T1 bloqueado e o pulso de gate não chegará ao MOSFET.

O conjunto R3, D2, e T2 é usado para a descarga da capacitância do MOSFET no bloqueio.

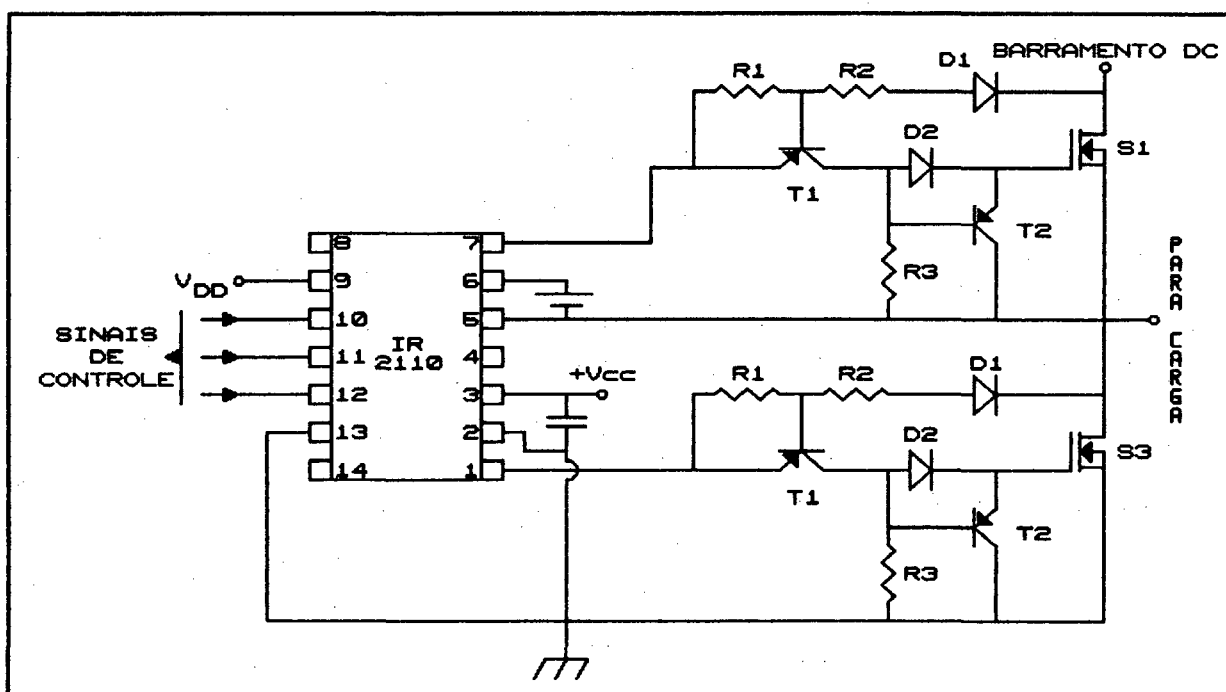


Figura 5.5 - Circuito implementado para garantir e proteger a comutação ZVS.

Deve ser feita uma escolha apropriada de R1, R2, T1 e D1. Este

último, deve poder suportar uma tensão reversa igual à máxima tensão DC do inversor.

As duas grandes vantagens da incorporação deste circuito são: Primeiro, vai se conseguir uma operação efetiva no modo de tiristor-dual nas chaves, com a qual a estrutura vai se encontrar naturalmente autoprotégida contra sobrecorrentes. No caso de correntes de saída do inversor maiores que a prevista, não existirá mais excursão alternativa nos quadrantes positivo e negativo de corrente (como foi explicado no capítulo 2). No instante que isto acontecer, não será mais obtida comutação sob tensão nula, atuando assim a proteção do circuito, não chegando o pulso de gate às chaves.

A outra vantagem é que devido ao coeficiente positivo de temperatura do MOSFET em condução, a estrutura também estará protegida contra sobreaquecimentos: Ao aumentar o valor da resistência de condução, devido a incrementos de temperatura, aumentará a queda de tensão no MOSFET (tensão drain-source) $V_{DS} = R_{Don} \cdot I_D$ o que fará atuar a proteção do circuito.

5.3.4 PROTEÇÃO CONTRA SOBRECORRENTE

Para proteção adicional e limitação de picos de corrente, é empregado o circuito de proteção mostrado na Figura 5.6.

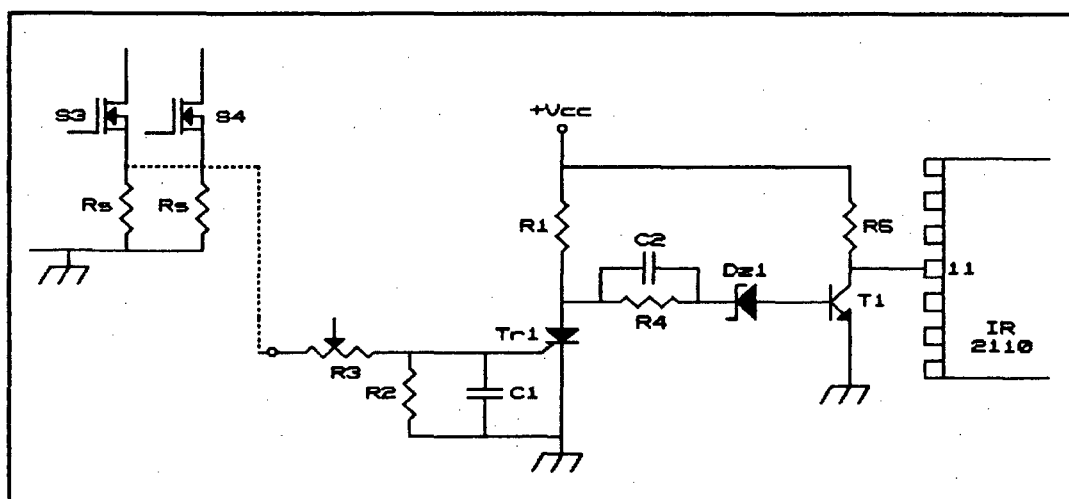


Figura 5.6 - Diagrama da proteção adicional de sobrecorrente.

Um incremento de corrente em S3 ou S4 maior que um valor predeterminado provocará o disparo do tiristor Tr1, o que bloqueará o transistor T1 (normalmente conduzindo) e colocará os pinos 11 dos IR2110 (interligados) em nível alto, desativando-se assim o comando do inversor. Para reativar o inversor, este tem que ser desligado para que Tr1 se bloqueie.

O diagrama completo do circuito de comando é mostrado na Figura 5.7.

A Figura 5.8 mostra o diagrama completo do conversor; sendo anexada uma relação detalhada dos componentes.

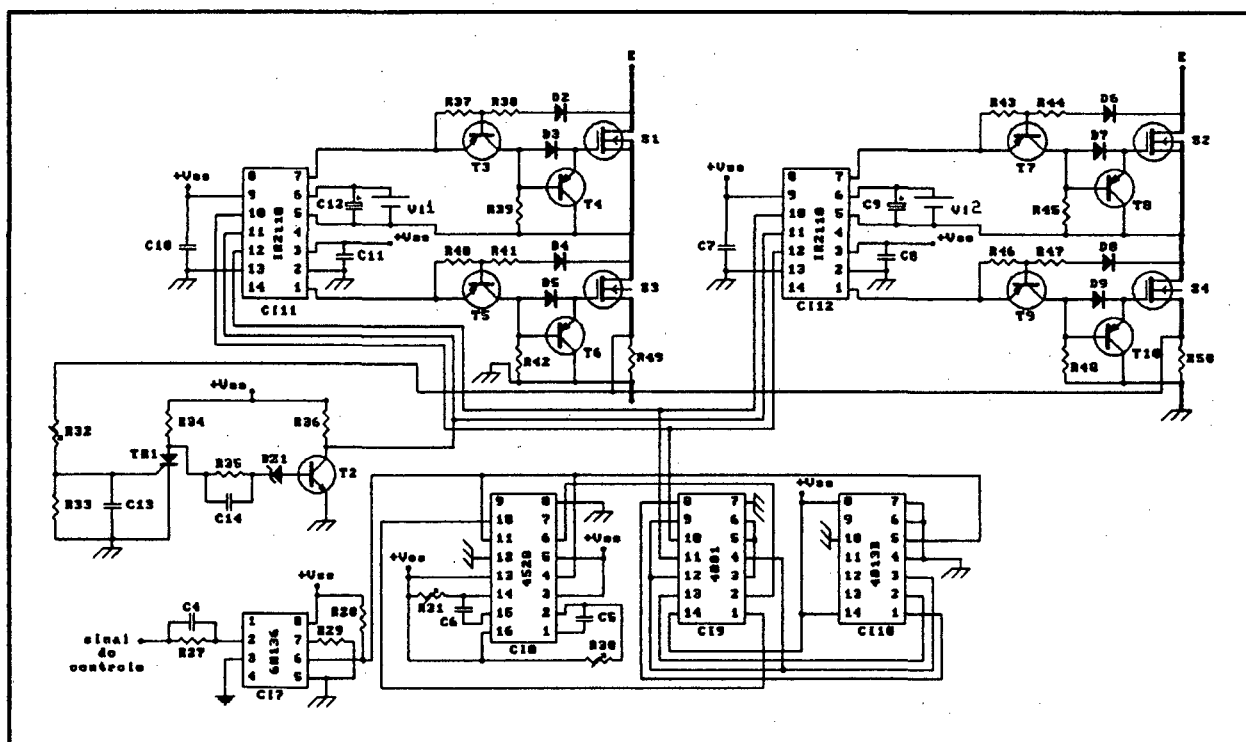


Figura 5.7 - Diagrama do circuito de comando.

R6	10 K Ω	R34	120 Ω	2 W
R7	10 K Ω	R35	18 K Ω	
R8	15 K Ω	R36	2,2 K Ω	
R9	1 K Ω	1 W	R37	1 K Ω
R10	10 K Ω	R38	1 K Ω	
R11	10 K Ω	R39	470 Ω	
R12	47 K Ω	R40	1 K Ω	
R13	4,7 K Ω	R41	1 K Ω	
R14	10 K Ω	R42	470 Ω	
R15	27 K Ω	1 W	R43	1 K Ω
R16	560 Ω	1 W	R44	1 K Ω
R17	62 Ω	R45	470 Ω	
R18	2,2 K Ω	R46	1 K Ω	
R19	10 K Ω	R47	1 K Ω	
R20	10 K Ω	R48	470 Ω	
R21	4,7 K Ω	R49	6 x 1 Ω	1 W
R22	10 K Ω	R50	6 x 1 Ω	1 W
R23	10 K Ω			
R24	4,7 K Ω			
R25	1,8 K Ω			

Todos os resistores possuem tolerância igual a $\pm 10\%$ em seus valores. Com exceção de R9, R15, R16, R34, R49 e R50, todos os resistores são para uma potência de 1/8 W.

Potenciômetros :

R30	0 - 10 K Ω
R31	0 - 10 K Ω
R32	0 - 2 K Ω

Capacitores :

C1	22 nF	C9	10 μ F Tântalo
C2	390 nF	C10	0,1 μ F
C3	2,7 nF	C11	1 μ F Tântalo
C4	3,3 nF	C12	10 μ F Tântalo

C5	100 pF	C13	1 nF
C6	100 pF	C14	100 nF
C7	0,1 uF	C15	120 nF
C8	1 uF Tântalo	C16	120 nF
C17	22 uF Eletrolítico (350 V)		

Todos os capacitores possuem tolerância igual a $\pm 10\%$. A menos que for indicado, todos os capacitores são cerâmicos.

Diodos :

D1, D3, D5, D7	1N4148
D2, D4, D6, D8	1N4936

Diodos Zenner :

Dz1 Diodo Zenner 3V3

Transistores de Sinal :

T1, T3, T4, T5, T6, T7, T8, T9, T10	BC 327
T2	BC 547

Tiristores:

Tr1 TIC 106-D

Circuitos Integrados (CIs) :

CI 1, CI 3, CI 4	Amplificador Operacional TL-081 (Texas Instruments)
CI 2	Comparador de Tensão LM-311
CI 5, CI 6	Amplificador Operacional 741
CI 7	Isolador Ótico 6N-136 (Hewlett Packard)
CI 8	Monoestável 4528

CI 9	Portas NOR 4001
CI 10	Flip-Flop D 4013-B
CI 11, CI 12	Driver IR-2110 (International Rectifier)

Tensões de alimentação do circuito de controle :

+Vcc : +15 V

-Vcc : -15 V

Ambas com terra referenciado ao terra da saída.

Tensões de alimentação do circuito de comando :

+Vss : +15 V

terra referenciado ao terra do barramento DC

+Vi 1 : +15 V , entre os pinos 5 e 6 do CI 11

+Vi 2 : +15 V , entre os pinos 5 e 6 do CI 12

Chaves :

S1, S2, S3, S4 MOSFET IRF 740

Filtro :

Lf = 440 μ H

Cf = 30 μ F (250 V) AC

Sensor Hall :

Sensor LEM - LA 50 P, com resistência de medição

Rm = 180 Ω e três espiras no primário.

Tensão de Alimentação DC :

200 V

5.4 CONCLUSÕES

O circuito de comando também resulta simples de implementar.

É requerido um isolador ótico como elemento intermediário entre o circuito de controle e o circuito de comando, devido à diferença entre os terras respectivos.

O sinal lógico do controle, através do isolador ótico, é introduzido à lógica de tempo morto, sendo obtidos como resultado, dois sinais complementares (com tempo morto entre eles) a partir dos quais atuará o circuito de drive.

É usado o CI IR2110 que minimiza os tempos de comutação e reduz o volume do circuito de comando, não sendo mais requeridos os trafos de pulso convencionais.

No comando é incorporado um circuito adicional que garante a operação das chaves no modo de tiristor-dual, permitindo à estrutura operar com uma autoproteção natural (própria do tiristor-dual). A possibilidade de curto-circuitos de braço fica assim excluída já que toda a estrutura parará instantaneamente de funcionar no caso de uma sobrecorrente.

CAPÍTULO 6

SIMULAÇÃO E ESTUDOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Implementou-se um protótipo com aqueles parâmetros projetados nos capítulos 3 e 4 com os princípios até aqui expostos, objetivando a verificação dos mesmos.

A banda de histerese empregada é igual a 11,2 A e no controle é incorporada a malha auxiliar de tensão para permitir o funcionamento do conversor com as suas chaves comandadas como tiristor-dual.

A operação do inversor é testada para carga linear e não-linear.

Como carga linear é usada carga puramente resistiva; como carga não-linear é usado um retificador monofásico em ponte com filtro capacitivo.

Primeiro são incluídos os resultados obtidos por simulação e depois são mostrados os resultados dos ensaios experimentais.

6.2 RESULTADOS POR SIMULAÇÃO

Foram efetuadas simulações do protótipo operando com carga linear e não-linear.

O interesse principal foi verificar a qualidade da tensão de saída e o comportamento das correntes no capacitor e indutor de filtragem.

Na Figura 6.1 pode-se observar os resultados para carga linear: Tensão de saída, correntes no capacitor e indutor de filtragem e corrente de carga, respectivamente.

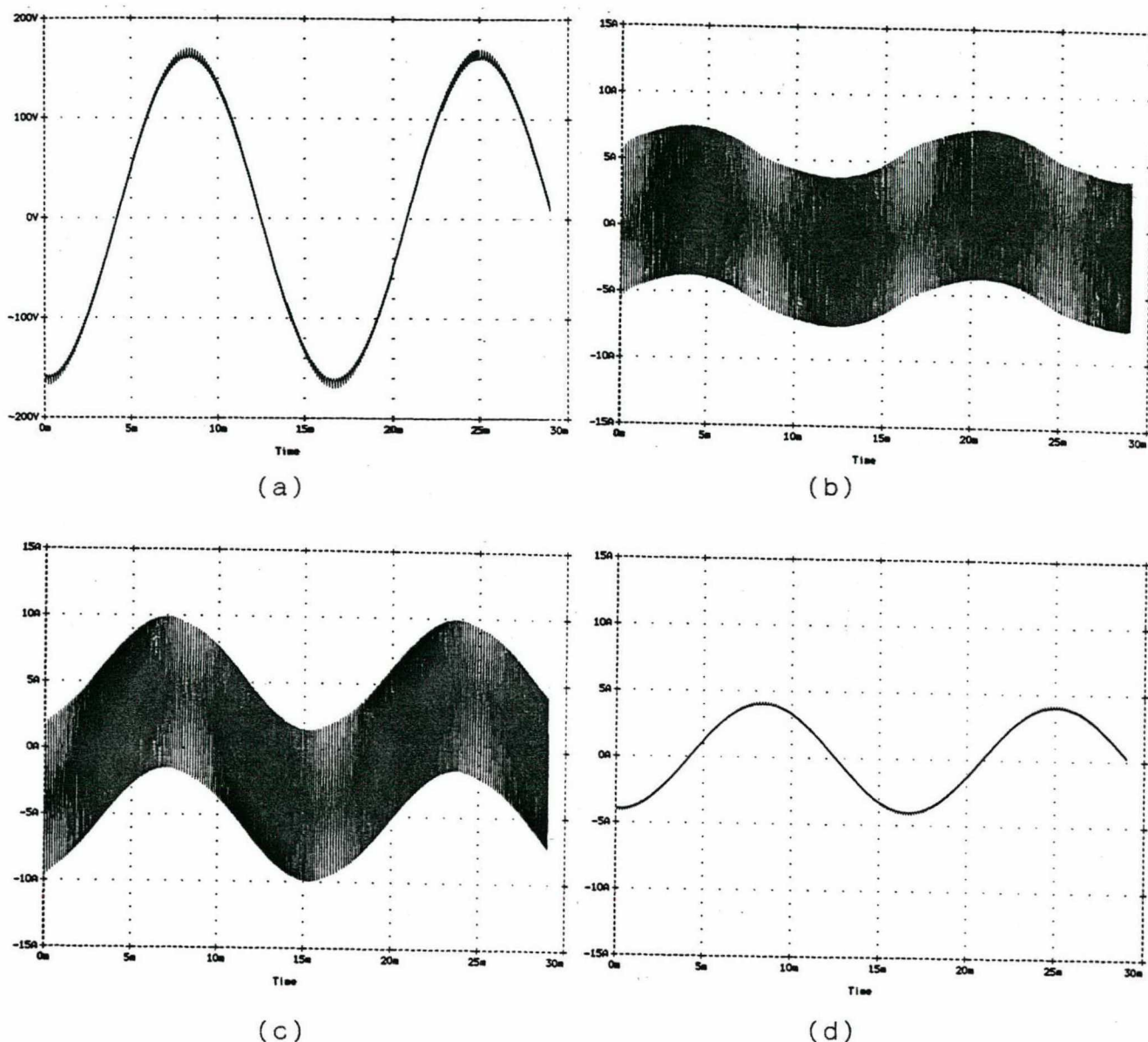


Figura 6.1 - Resultados de simulação com carga linear: (a)Tensão de saída (b)corrente no capacitor de filtragem. (c)corrente no indutor de filtragem (d)corrente na carga.

Verifica-se que a tensão de saída é uma senóide com baixa distorção. Devido à implementação da malha externa de tensão, não existe mais aquela componente contínua devido à histerese grande, como foi visto no capítulo 2.

As correntes no capacitor e indutor de filtragem são senoidais

e com uma ondulação igual à histerese projetada. Assim, a corrente do indutor excursiona sempre nos quadrantes positivo e negativo de corrente, conforme é requerido para a operação das chaves como tiristor-dual.

Os resultados da simulação para carga não-linear são mostrados na Figura 6.2 .

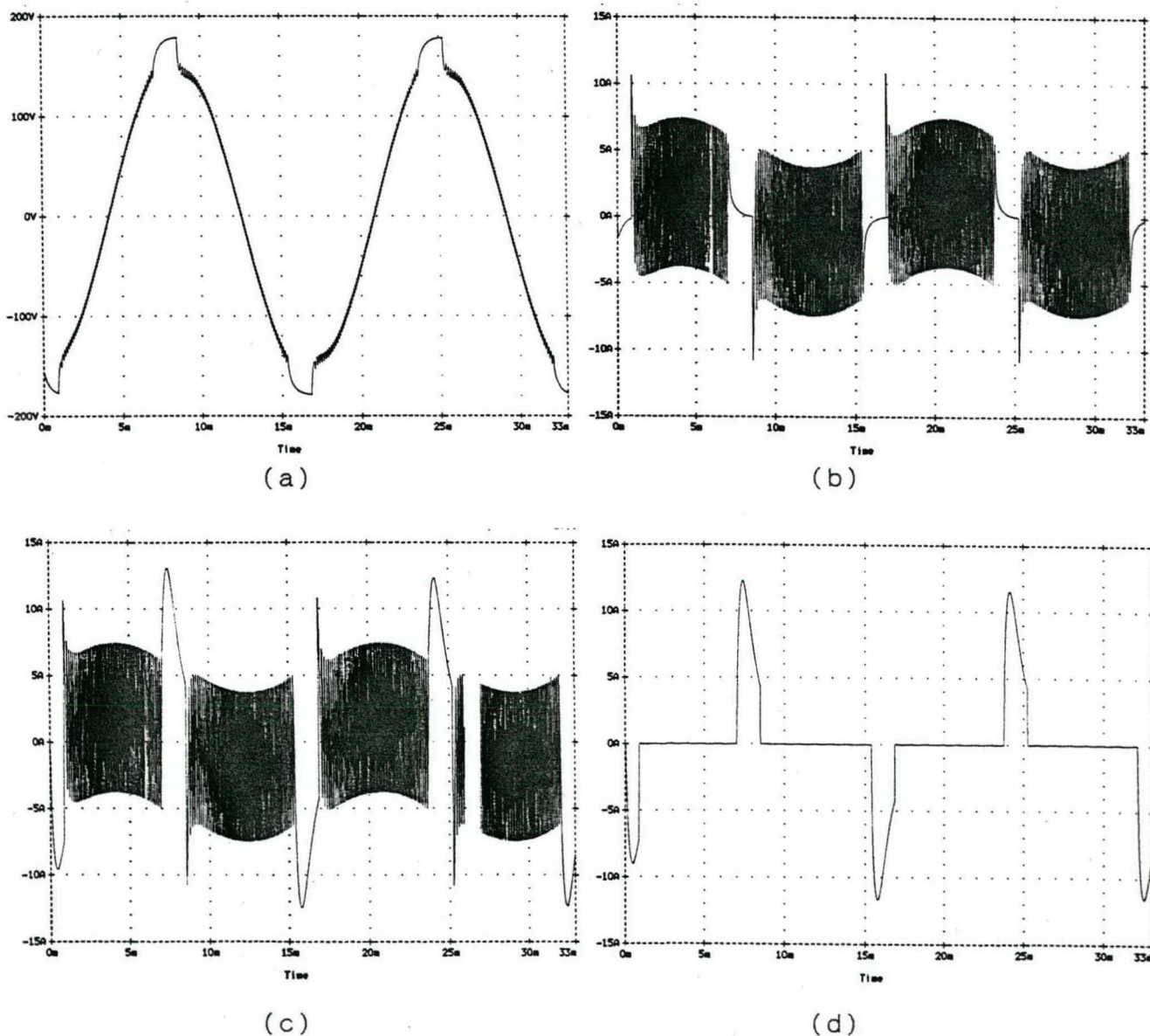


Figura 6.2 – Resultados de simulação com carga Não-linear: (a)Tensão de saída (b)corrente no capacitor de filtragem (c)corrente no indutor de filtragem (d)corrente na carga.

Pode ser visto da Figura anterior que com carga não-linear, no instante do pico da corrente de carga, a tensão de saída apresenta uma pequena distorção, mantendo-se senoidal o resto do período.

Esta pequena distorção é produzida porque durante o pico de corrente, quase toda a corrente fornecida pelo estágio inversor vai para a carga devido ao valor pequeno do capacitor de filtragem do inversor (em relação ao capacitor da carga). Assim, neste intervalo existe pouca variação na corrente do capacitor de filtragem que demora em atingir um dos limites impostos pela histerese.

A ação da malha de tensão evita maior distorção e componentes contínuas indesejáveis na tensão de saída.

Pode-se observar os picos de corrente passando pelo indutor de filtragem.

Com a implementação da malha externa de tensão, o princípio de controle se mostra satisfatório.

Para ambos os tipos de carga a tensão de saída é senoidal. No caso da carga não-linear, a pequena distorção e o seu conteúdo harmônico serão verificados experimentalmente.

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para os ensaios experimentais foram feitas aquisições do funcionamento do conversor em vazio e operando com carga linear e não-linear.

Para os dois últimos casos, foram levantadas curvas de rendimento e variação da tensão de saída em função da variação de carga (potência).

Em cada ensaio foi feita também a análise do espectro harmônico da tensão de saída para obter a distorção harmônica (THD) resultante; para isto foi usado o programa DSN [17].

Novamente, o interesse principal está na verificação da qualidade da tensão de saída e na observação das correntes no indutor e capacitor de filtragem.

6.3.1 FORMA DE ONDA DAS REFERÊNCIAS DE TENSÃO E CORRENTE.

Na estratégia de controle usada, é fundamental a boa qualidade das formas de onda das referências de tensão e corrente empregadas.

Elas são mostradas na Figura 6.3, onde também é incluída a análise harmônica das mesmas.

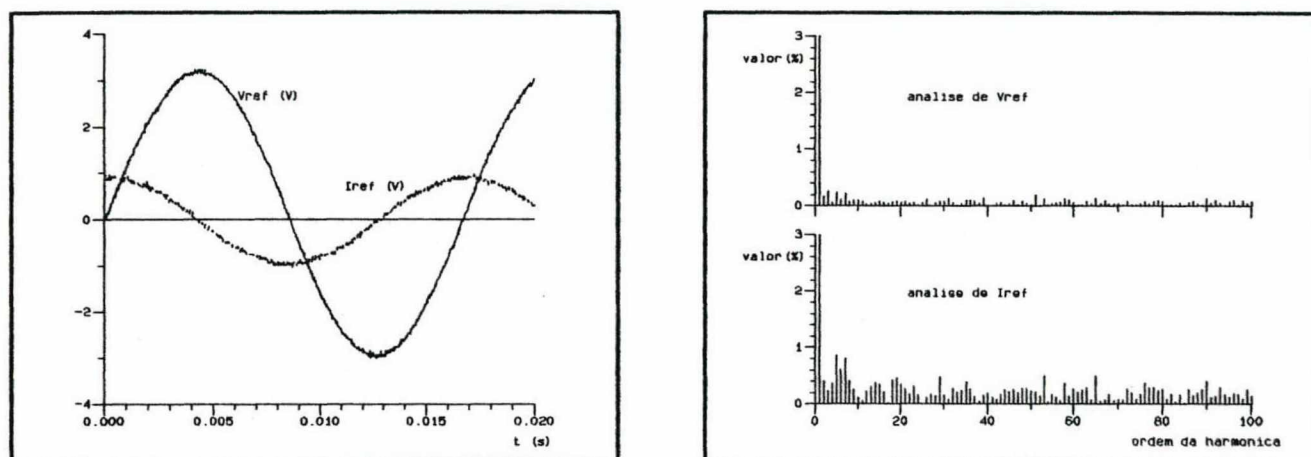


Figura 6.3 - Formas de onda das referências de tensão e corrente e seus espectros harmônicos respectivos.

A partir da Figura 6.3 verifica-se que as duas referências são senoidais e defasadas de 90° , conforme é requerido pelo sistema de controle.

Entretanto, a referência de tensão apresenta 4% de distorção harmônica e a referência de corrente 8%. Portanto, a tensão de saída deverá apresentar distorção harmônica no mínimo igual à distorção harmônica da referência de tensão que é de 4%.

6.3.2 FUNCIONAMENTO EM VAZIO

Primeiro, foi testada a operação do inversor na ausência de carga, quando não existe amortecimento no filtro LC.

Na Figura 6.4 é apresentada a tensão de saída V_c e seu

respectivo espectro harmônico.

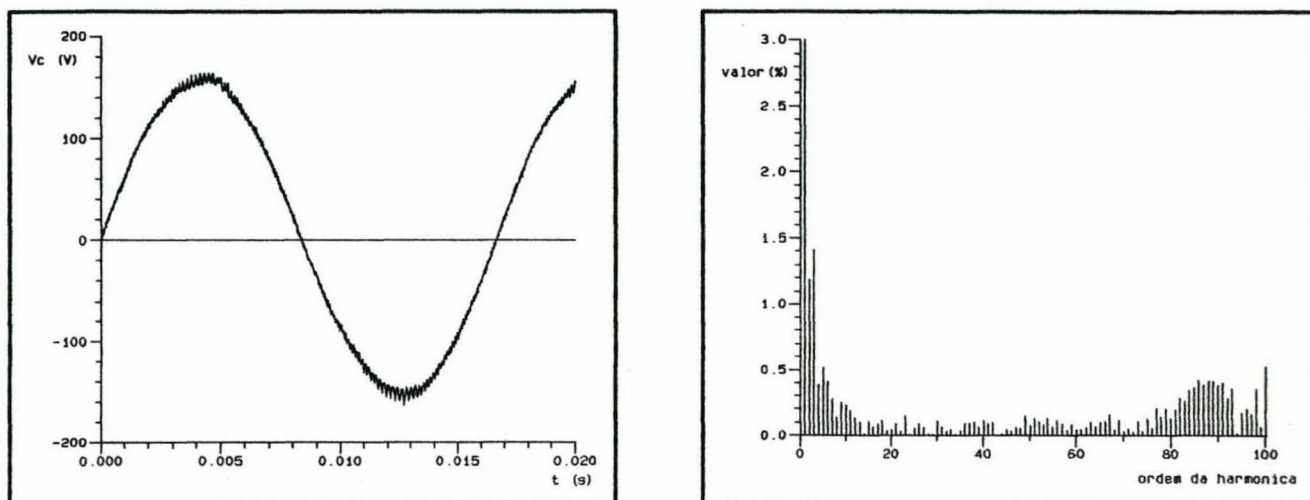


Figura 6.4 - Tensão de saída em vazio e seu espectro harmônico.

A figura 6.5 mostra a corrente que circula no filtro LC durante o funcionamento em vazio.

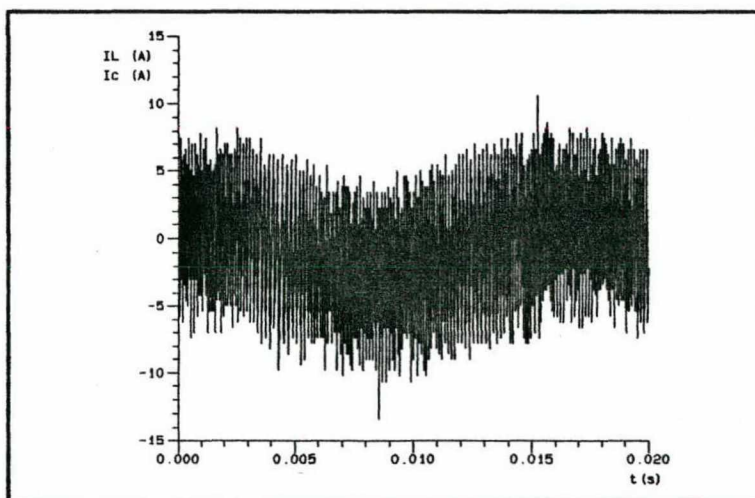


Figura 6.5 - Corrente no filtro LC em vazio.

Nota-se das Figuras anteriores que a tensão de saída em vazio tem forma de onda senoidal. O seu valor eficaz é igual a 110 V conforme o projetado.

A distorção harmônica da mesma é de 4% , sendo que a referência de tensão já apresenta esta mesma distorção.

Por outro lado, verifica-se que a corrente do filtro é senoidal e com uma histerese aproximadamente igual a 11.2 A, tal como foi projetado.

6.3.3 ENSAIOS ALIMENTANDO CARGA LINEAR.

Foi testado o funcionamento do conversor com uma potência de carga igual a 300 W.

A forma de onda da tensão de saída e sua análise harmônica são mostradas na Figura 6.6.

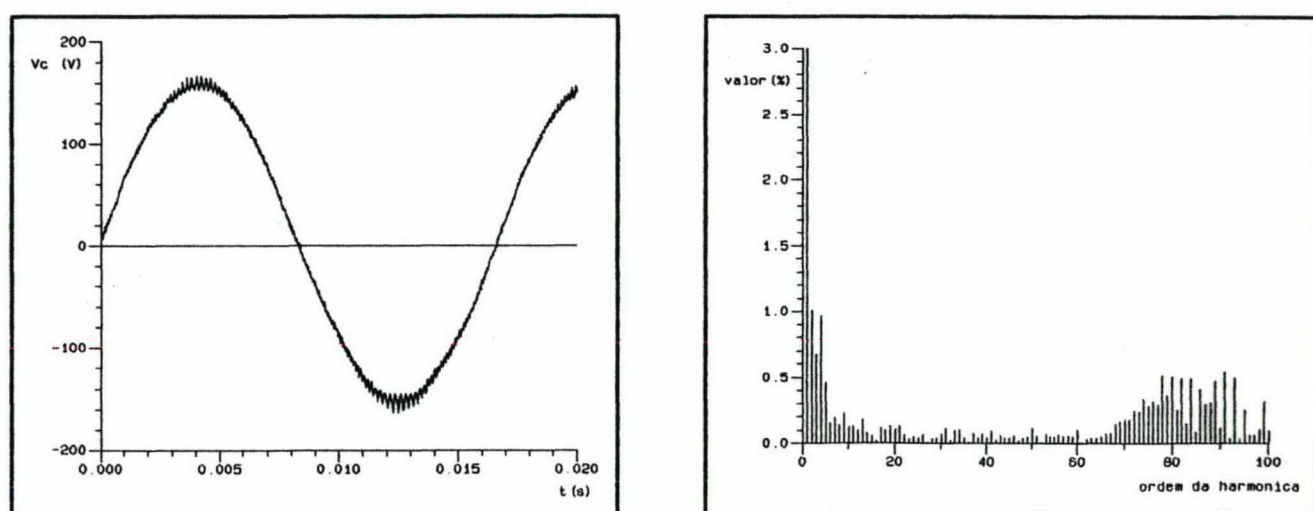


Figura 6.6 - Tensão de saída a plena carga e seu espectro harmônico

Pode ser visto da Figura 6.6 que a tensão de saída com carga linear é uma senóide igual à obtida no funcionamento em vazio. O valor eficaz é de 110 V tal como foi projetado.

Novamente, a distorção harmônica obtida é de 4% , como consequência da distorção nas referências.

Na Figura 6.7 podem ser visualizadas as correntes no capacitor e no indutor de filtragem, respectivamente.

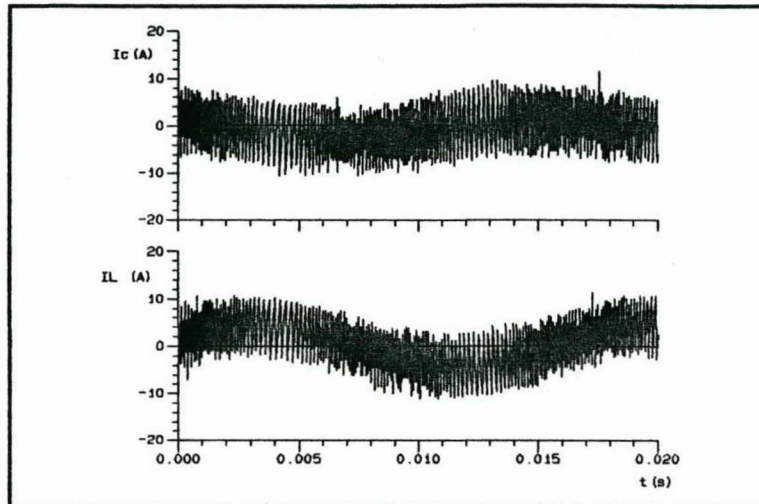
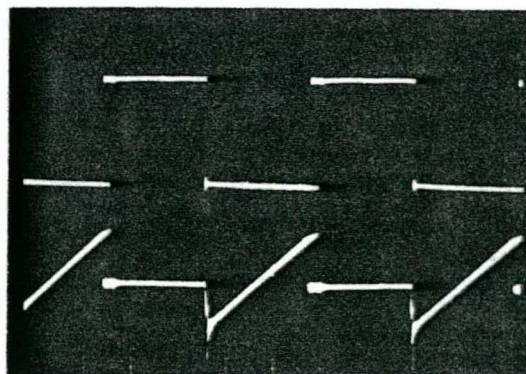


Figura 6.7 - Funcionamento a plena carga: correntes no capacitor e no indutor de filtragem.

Verifica-se da Figura 6.7 que as correntes no capacitor e indutor de filtragem são também senoidais, com uma ondulação igual à histerese projetada. A corrente do indutor excursiona sempre nos dois quadrantes de corrente, permitindo assim a operação das chaves no modo de tiristor-dual.

Na Figura 6.8 se mostra uma fotografia da comutação: Tensão e corrente numa das chaves do inversor.

Pode ser visto que a comutação é não-dissipativa devido à operação das chaves no modo de tiristor-dual.



$$V_{DS} = 100 \text{ V/div}$$

$$I_D = 5 \text{ A/div}$$

Figura 6.8 - Fotografia da comutação: Tensão e corrente numa chave.

6.3.2.2 COMPORTAMENTO DO INVERSOR EM TRANSITÓRIOS DE CARGA.

Para testar a resposta transitória do conversor foram feitas aquisições na transição de estados: de Vazio a Plena carga e de Plena carga a Vazio.

Na Figura 6.9 pode-se visualizar a aquisição do comportamento da tensão de saída no transitório Vazio-Plena carga.

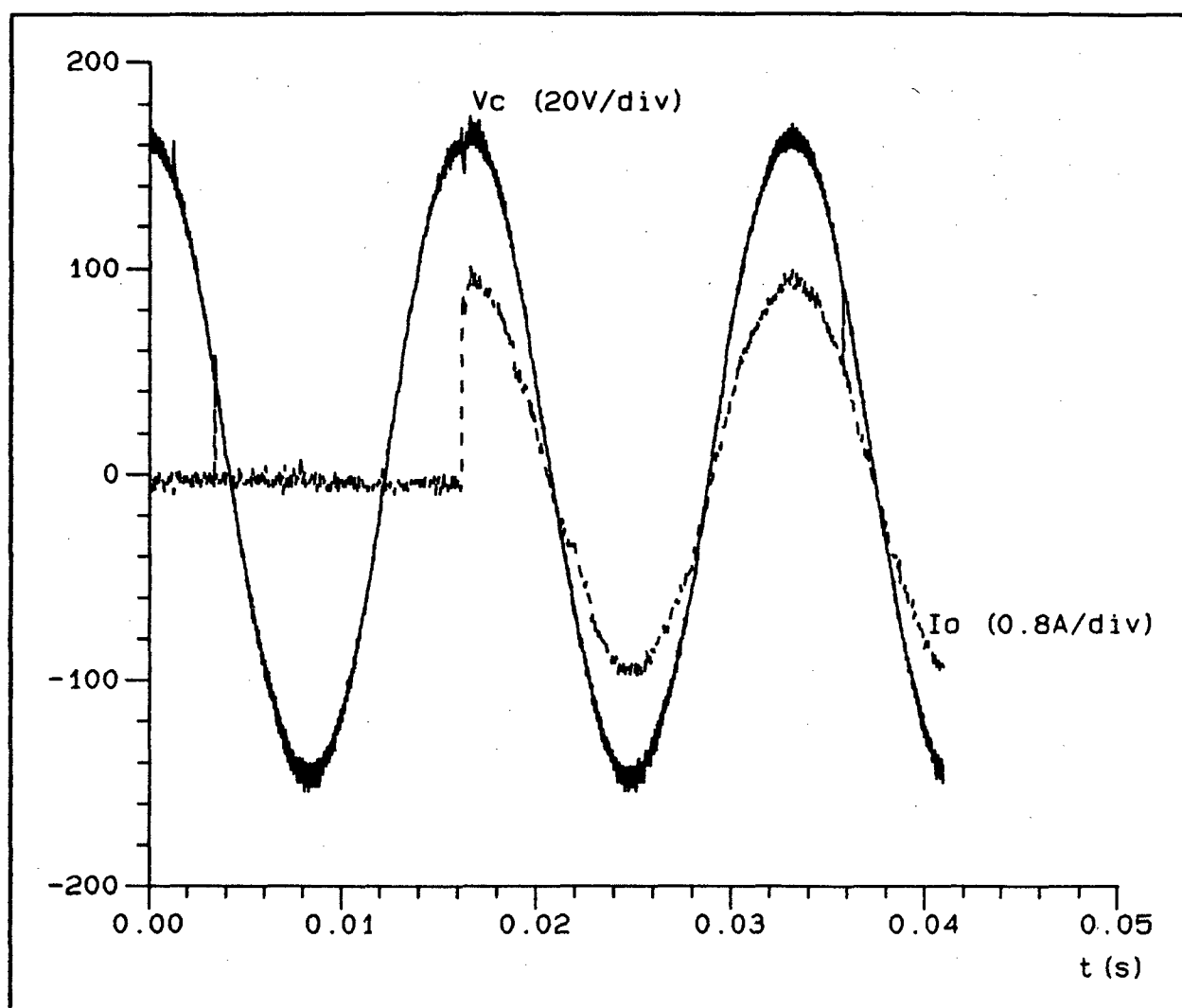


Figura 6.9 - Transitório Vazio-Plena carga: Tensão de saída (V_c) e corrente de carga (I_o).

A aquisição na Figura anterior, foi feita quando a transição vazio-plena carga acontece no instante no qual a tensão de saída está no seu valor máximo.

Consequentemente, a corrente de carga passará bruscamente de zero ao seu valor de pico. Esta é a pior condição transitória para o sistema operando com carga linear.

Verifica-se que o sistema apresenta uma resposta transitória muito boa, uma vez que ele se mostra insensível à brusca entrada de carga, a qual não influencia a forma de onda senoidal da tensão de saída.

A Figura 6.10 mostra os resultados para o transitório Plena carga-Vazio.

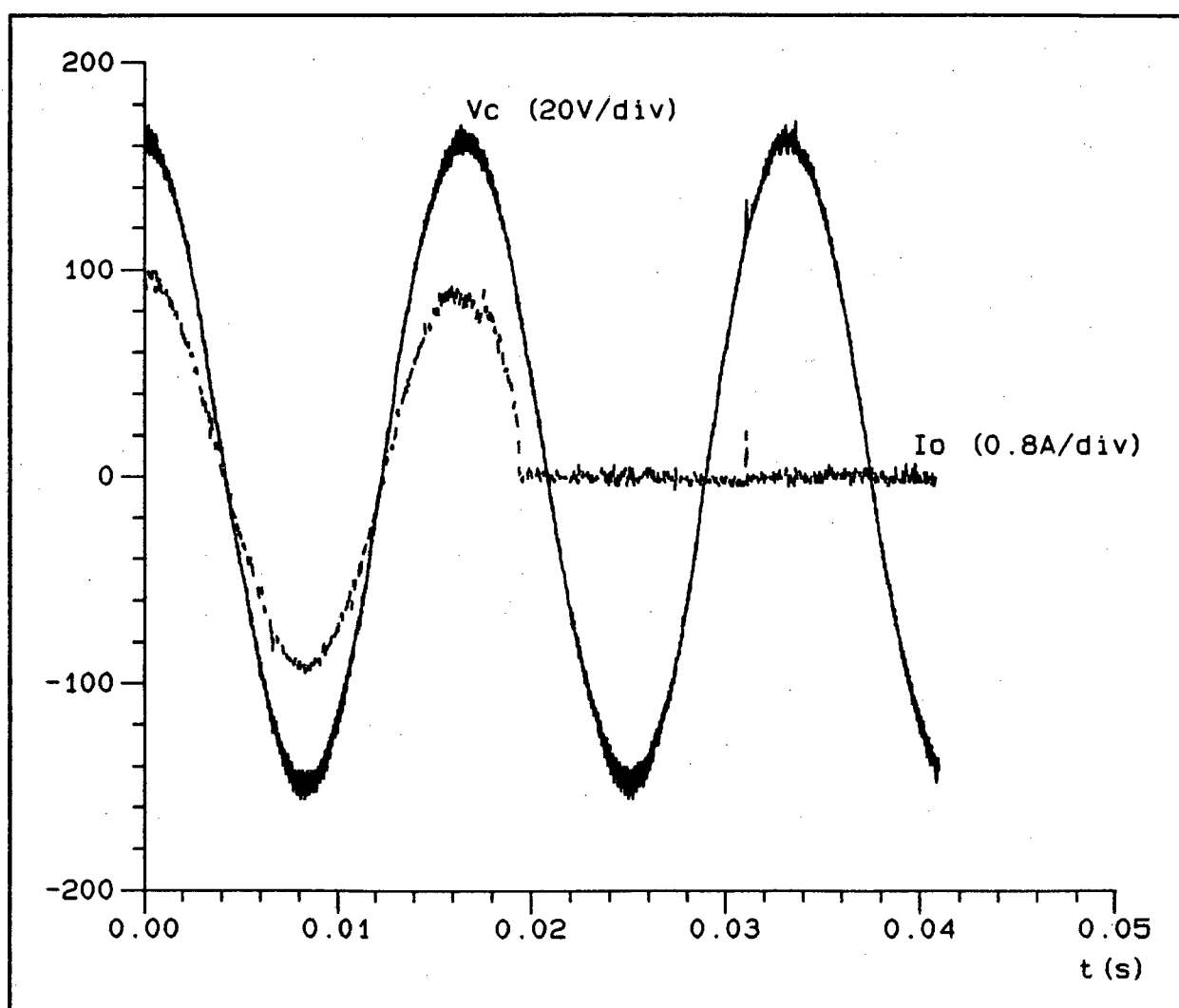


Figura 6.10 - Transitório Plena carga-Vazio: tensão de saída (V_c) e corrente de carga (I_o).

Na Figura 6.10, a aquisição novamente foi feita no instante em que a tensão de saída está no seu valor de pico. Pode ser visto que a tensão de saída se mantém sempre senoidal, independentemente do transitório de carga.

6.3.3.2 ESTUDO DO COMPORTAMENTO COM A VARIAÇÃO DA POTÊNCIA DE CARGA.

Foi realizado um levantamento do rendimento e tensão de saída do conversor em função da variação da potência de carga.

A curva do rendimento é mostrada na Figura 6.11. A curva da variação da tensão de saída pode ser observada na Figura 6.12

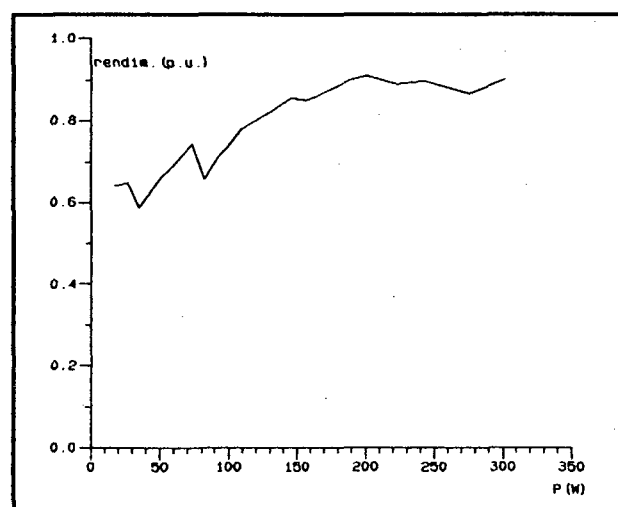


Figura 6.11 - Curva do rendimento em função da variação da potência de carga.

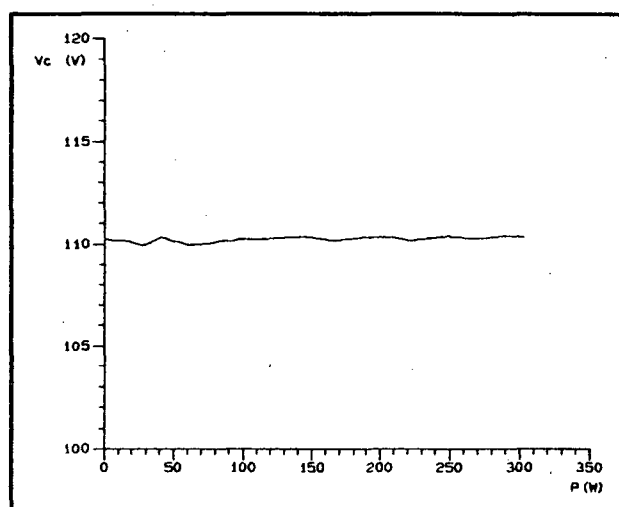


Figura 6.12 - Curva da tensão de saída em função da variação da potência de carga.

Nota-se da Figura 6.11 que o maior rendimento alcançado é de 90%, correspondente à operação a plena carga (300 W). De um modo geral, o conversor operando desde plena carga até 50% de carga, apresenta rendimento satisfatório, o qual varia entre 90 % e 85 %.

O rendimento diminui para baixos valores de carga. Por exemplo, para carga de apenas 17 W, o rendimento é de 64%. Isto se deve ao fato da histerese ser de alto valor comparada com o valor da corrente

de carga. Portanto as perdas de condução se tornam consideráveis em relação à potência fornecida.

Por outro lado, a Figura 6.12 mostra que o valor da tensão de saída se mantém constante e igual a 110 V (rms) para qualquer valor de carga.

6.3.4 ENSAIOS ALIMENTANDO CARGA NÃO-LINEAR.

A operação do conversor com carga não-linear foi testada com uma carga de 400 VA e um Fator de Crista igual a 3,2.

A tensão de saída e seu respectivo espectro harmônico são mostradas na Figura 6.13.

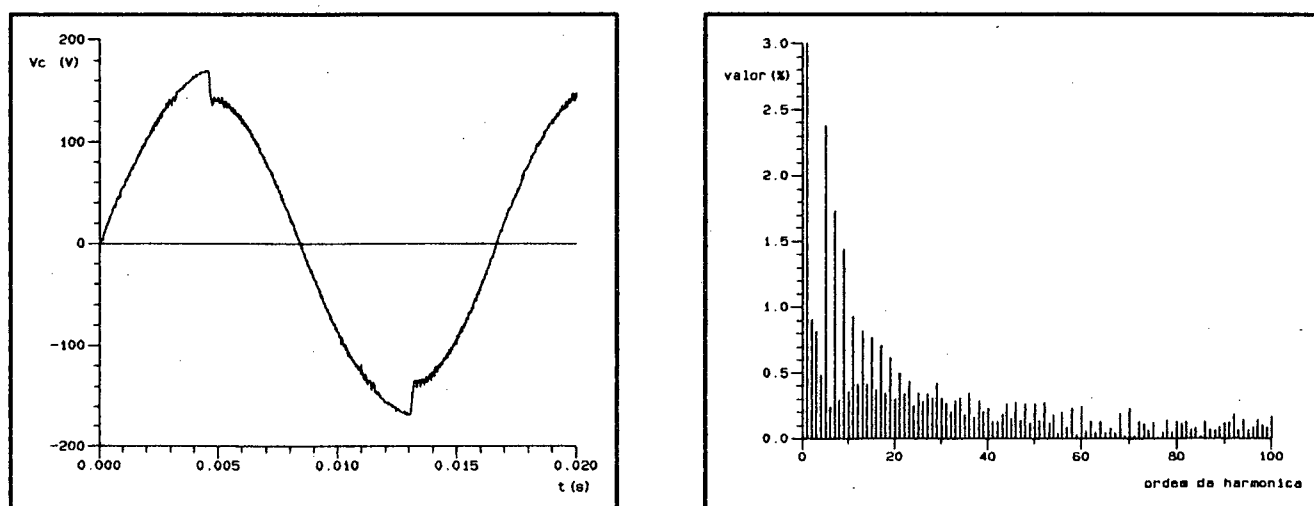


Figura 6.13 - Tensão de saída com carga não-linear e seu espectro harmônico.

Pode ser observado a partir da Figura anterior que o conversor operando com carga não-linear apresenta tensão de saída senoidal, embora se verifique a existência de uma pequena distorção no pico.

Esta distorção acontece porque no instante do pico de corrente, o capacitor de filtragem e o capacitor da carga ficam instantaneamente em paralelo. Devido ao baixo valor do capacitor de

filtragem (em relação ao capacitor da carga não-linear), quase toda a energia fornecida pelo inversor vai para a carga. A corrente que circula no capacitor de filtragem neste instante é mínima, demorando assim em atingir um dos limites impostos pela histerese.

Durante este intervalo, não existe uma mudança no estado das chaves e se dá uma transferência excessiva de energia do inversor, o qual produz a pequena distorção.

A ação da malha externa de tensão restabelece rapidamente o sistema evitando componente contínua na tensão de saída e maior distorção.

A análise harmônica da forma de onda revela uma distorção harmônica igual a 5%. Esta distorção é aceitável considerando o fator de crista da carga. É importante salientar que as referências empregadas já apresentam distorção.

Nas Figuras 6.14, 6.15 e 6.16 são mostradas as formas de onda da corrente no capacitor, do indutor de filtragem e da carga respectivamente.

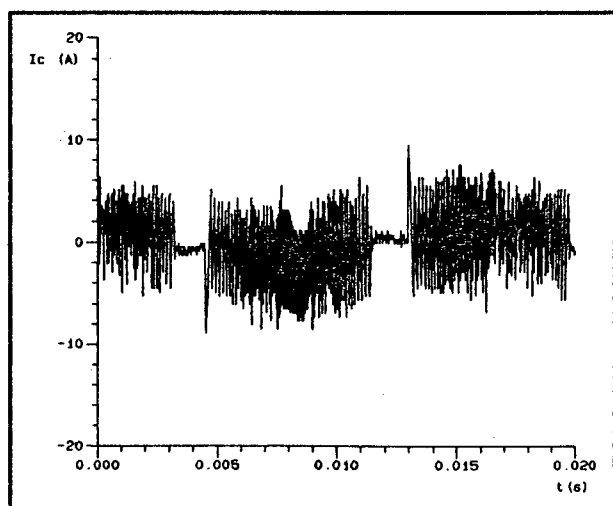


Figura 6.14 - Carga não-linear: Corrente no capacitor de filtragem.

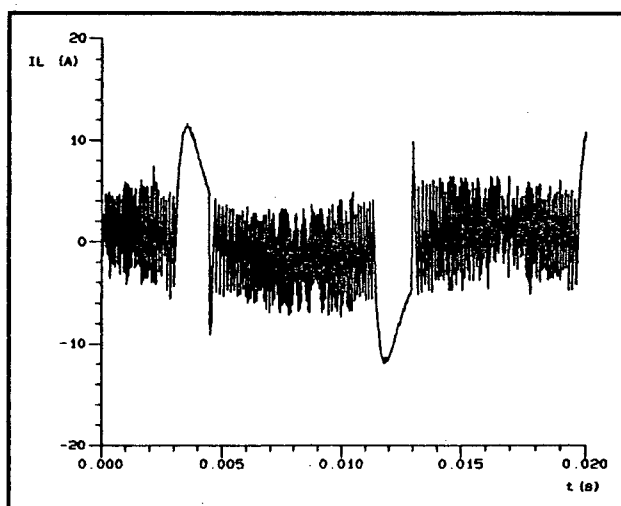


Figura 6.15 - Carga não-linear: Corrente no indutor de filtragem.

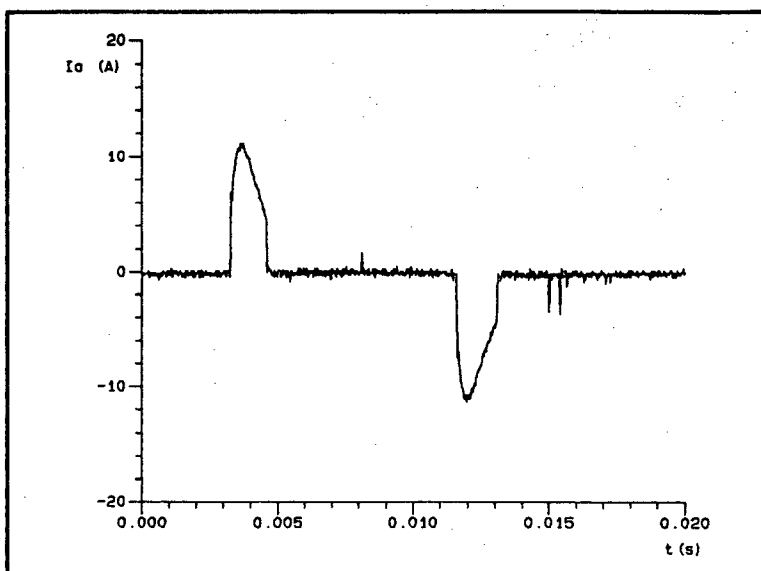


Figura 6.16 - Corrente da carga não-linear.

Nota-se nas figuras anteriores, os picos da corrente de carga passando pelo indutor. Nesses instantes, verifica-se que no capacitor de filtragem não circula corrente.

A corrente consumida pela carga não linear apresenta um valor de pico igual a 11,2 A e um valor eficaz de 3,5 A, assim, o fator de crista é igual a 3,2.

6.3.4.1 ESTUDO DO COMPORTAMENTO COM A VARIAÇÃO DA POTÊNCIA DE CARGA.

Assim como foi feito com a carga linear, foi realizado um levantamento do rendimento e tensão de saída do conversor em função da variação da potência de carga.

A curva do rendimento é mostrada na Figura 6.17. A curva da variação da tensão de saída pode ser visualizada na Figura 6.18.

Pode ser visto da Figura 6.17 que o maior rendimento alcançado é de 82% , correspondente à operação com 160 W (300 VA) de carga. De uma forma geral, o conversor operando desde 227 W até 160 W (400 VA até 300 VA) apresenta rendimento próximo a 80 %.

Ao igual que com carga linear, o rendimento diminui para baixos valores de carga. Por exemplo, o rendimento é de 42 % para carga igual a 37 W (75 VA).

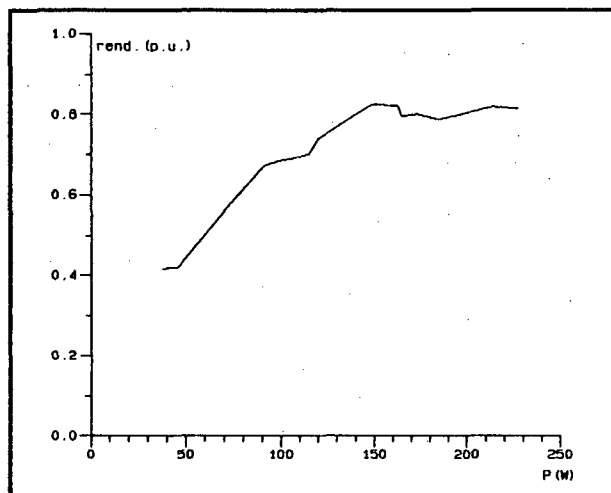


Figura 6.17 - Curva do rendimento em função da variação da potência ativa na carga (W)

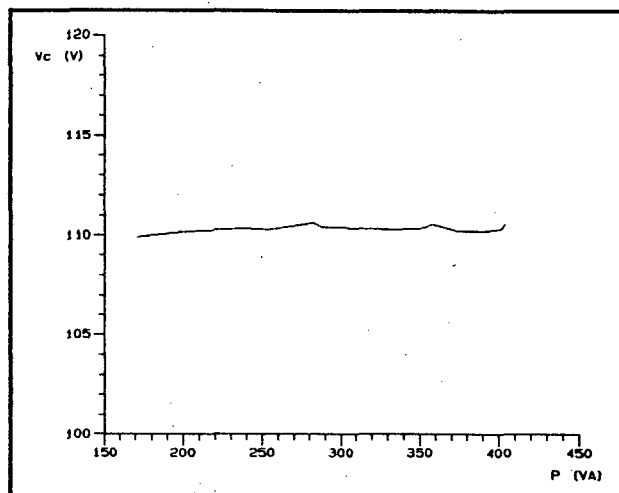


Figura 6.18 - Curva da tensão de saída em função da variação da potência entregue à carga (VA).

Pode verificar-se na Figura 6.18 que o valor da tensão de saída se mantém praticamente constante e igual a 110 V (rms) para qualquer valor de carga, conforme foi projetado.

6.4 CONCLUSÕES.

Foram apresentados os resultados dos testes do conversor, por simulação e experimentalmente, para o funcionamento com carga linear e não-linear.

Com a implementação da malha externa de tensão, a técnica de controle se mostra satisfatória operando o conversor com as suas chaves no modo de tiristor-dual.

Verifica-se que os resultados obtidos experimentalmente estão de acordo com os resultados obtidos por simulação.

Na operação com carga linear, a distorção harmônica da tensão de saída não é superior a 4%.

A resposta transitória do sistema é rápida, tornando-se o inversor praticamente insensível às variações de carga.

No caso de cargas não-lineares, a distorção da tensão de saída não é superior a 5%, sendo que a carga apresenta um fator de crista é igual a 3,2.

Para ambos os tipos de carga, a distorção da tensão de saída deve-se à distorção presente nas referências, e não à técnica de modulação empregada.

Em vazio ou com qualquer tipo de carga, a tensão de saída é senoidal e com um valor igual ao projetado (110 V rms). Praticamente não existe variação do valor da tensão de saída ao variar a carga.

Em termos de rendimento, com carga linear foram obtidos os melhores resultados.

CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foi apresentado o estudo, desenvolvimento e implementação de um inversor de tensão monofásico com controle por histerese da corrente no capacitor de filtragem. A idéia básica consiste na imposição de uma corrente senoidal no capacitor de filtragem, que permita ao inversor ter uma tensão de saída senoidal para cargas lineares e não-lineares.

Foi estudada e proposta a configuração de tiristor-dual nas chaves do inversor para ter funcionamento com perdas de comutação praticamente nulas. Para isto, é requerida uma banda de histerese igual ao dobro da soma dos picos das correntes no capacitor de filtragem e na carga.

Mediante testes por simulação, o princípio de controle se mostra satisfatório num inversor na configuração convencional. Num inversor com chaves operando no modo de tiristor-dual, observa-se uma componente contínua na saída devido à histerese grande.

Este problema é resolvido com a implementação de uma malha externa de tensão no sistema de controle que também melhora a resposta dinâmica do sistema, tornando-se o conversor praticamente insensível às variações de carga.

Assim, é obtido o inversor com tensão de saída senoidal para cargas lineares e não-lineares, e com as chaves operando como tiristor-dual.

Os princípios expostos são verificados num protótipo de 300 VA mediante testes por simulação e ensaios experimentais:

A tensão de saída obtida é uma senóide com uma distorção igual a 4% com carga linear; no caso de carga não-linear, a distorção atinge 5%.

A técnica de controle empregada se mostra efetiva. Verifica-se uma resposta dinâmica rápida e eficiente no sistema.

O melhor rendimento é de 90% conseguido com carga linear.

O circuito de controle resulta simples de implementar e se mostra eficiente. No circuito de comando é usado o driver IR2110, que permite um comando eficiente, simples e de volume reduzido, não sendo necessários os transformadores de pulso convencionais.

É introduzido no comando um circuito que garante e protege a operação das chaves no modo de tiristor-dual. Assim, a estrutura apresenta uma autoproteção "natural" (própria do tiristor-dual). A possibilidade de curto-circuitos de braço fica excluída já que toda a estrutura parará de funcionar ao produzir-se sobrecorrentes.

Embora o conversor apresente comutação não-dissipativa devido à operação das chaves como tiristor-dual, as perdas por condução são incrementadas por causa da grande histerese requerida.

Assim, a limitação para o uso da estrutura em potências maiores são as chaves devido à sua resistência de condução.

Sugere-se para futuros trabalhos sobre o assunto

- Associação de MOSFETs em paralelo, reduzindo-se a resistência de condução à metade, diminuindo as perdas por condução.

- Implementar no controle uma banda de histerese adaptativa em função ao valor instantâneo da corrente de carga.

Estas duas sugestões vão levar a uma redução considerável das perdas por condução. Consequentemente, o rendimento da estrutura vai aumentar.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B. Carsten, "The AC Mains Compatibility Box", POWER CONVERSION proceedings, October 1990, p34-44.
- [2] "Uninterruptible Power Supply: The Ultimate in Sensitive Load Protection", POWER QUALITY SOURCEBOOK, 1991, p207-213.
- [3] S. Nowak, "Selecting a UPS", POWER QUALITY PREMIER III, 1990, p195-200.
- [4] A. J. Perin, "Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulsos (PWM) com Otimização de Harmônicas para Conversores Estáticos de Frequência", Universidade Federal de Santa Catarina, Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência.
- [5] D. M. Divan, "Inverter Topologies and Control Techniques for Sinusoidal Output Power Supplies", APEC Conf. Rec., 1991, p81-87.
- [6] A. Kawamura and T. Yokoyama, "Comparison of Five Different Approaches for Real Time Digital Feedback Control of PWM Inverters", IAS Conf. Rec., 1990, p1005-1011.
- [7] Ivo Barbi, "Projetos de Fontes Chaveadas", LAMEP, Universidade Federal de Santa Catarina, 1990.
- [8] M. Carpita, M. Mazzucchelli, S. Savio e G. Sciutto, "A New PWM Control System for UPS Using Hysteresis Comparator", IAS 87 Conf. Record, p749-754.
- [9] Henri Foch, Yvon Cheron, Michel Metz e Thierry Meynard, "Commutation Mechanisms and Soft Commutation Techniques in Static Converters", COBEP 91 Conf. Record, Dezembro 1991, p338-346.

[10] Serge Boyer, Henri Foch, Jacques Roux e Michel Metz, "Chopper and PWM Inverter Using GTOs in Dual-Thyristor Operation", EPE 87 Conf. Record, p383-389.

[11] Motorola MOSFET IRF 740 Data Sheets, Power MOSFET Transistor Data, MOTOROLA.

[12] N. R. Zargari, P. D. Ziogas e G. Joos, "A Two Switch High Performance Current Regulated DC/AC Converter Module", IAS 90 Conf. Record, p929-934.

[13] Module LEM LA-50P Capteur de Courant, Catalogue LEM Liaisons Électroniques Mécaniques S.A. GENEVE.

[14] David Stout, Milton Kaufman, "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", Mc Graw-Hill Book Company.

[15] Hewlett Packard 6N136 High Speed Optocoupler Data Sheets, "Optoelectronics Designer's Catalog", HEWLETT PACKARD 1979.

[16] International Rectifier IR2110 High Voltage MOS Gate Driver Data Sheets, INTERNATIONAL RECTIFIER.

[17] DSN, PROGRAMME DE MANIPULATION DE COURBES, Laboratoire D'Electrotechnique et D'Electronique Industrielle, Toulouse, França.